

P. 4.640

RCA. Docket 22797 Thompson



8 JUL 1946

172454

MEMORIA DESCRIPTIVA

que se presenta para unir a la solicitud
de

P A T E N T E D E I N V E N C I O N

formulada el 5 de febrero de 1946, con el Nº 172.454
en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de RADIO CORPORATION OF AMERICA, entidad norteamericana, establecida en 30, Rockefeller Plaza, Nueva York, N.Y., ESTADOS UNIDOS DE AMERICA, por:

"UN SISTEMA DE RADIO-COMUNICACION".

El presente invento se refiere a radio-comunicación y especialmente a radio-retransmisión en la cual las ondas de radio empleadas tienen frecuencias del orden de miles de megsciclos por segundo. Aunque muchos de los detalles y principios del invento se describen en relación con un método y sistema de radio-retransmisión que opera



172454

con ondas muy cortas, no se restringen, por supuesto, a los mismos, y tienen aplicación más general en otros procedimientos, sistemas y aparatos de transmisión, recepción y retransmisión, como se será evidente conforme avanza la descripción de los mismos.

5

La radio retransmisión es útil para muchos fines. Por ejemplo, las radioretransmisiones pueden emplearse para conducir un programa que se origina en un estudio o un transmisor distante de radiodifusión. La retransmisión ofrece ventajas sobre las líneas de hilos para este objeto, ya que las líneas de hilos son caras de construir y tienen serias limitaciones respecto a las anchuras de bandas de frecuencias que son capaces de transmitir. En general, a no ser que se construyan líneas de hilos caras y cuidadosamente diseñadas, puede haber seria pérdida en la calidad y fidelidad de las señales o programas transportados por las líneas. La radio-retransmisión ofrece ventajas similares sobre los cables y las líneas de hilos cuando se han de transmitir señales simplex o multiplex a través de ríos, bahías y otros cuerpos de agua y sobre montañas, desiertos y otro terreno difícil.

10

15

20

Al retransmitir con ondas muy cortas de frecuencias del orden de, por ejemplo, 3.000 megaciclos por segundo, la distancia de transmisión está limitada principalmente por la curvatura de la tierra, ya que las ondas de radio cortas tienden a actuar como las ondas luminosas y a viajar en líneas rectas sin refracción o reflexión ópticas de la capa Heavyside como ocurre con las ondas más lar-

25



172454

gas. Esto necesita el uso de retransmisiones separadas en unas 20 o 30 millas dependiendo de detalles tales como la altura de la estructura de soporte disponible para las antenas de transmisión y recepción. Para una retransmisión de rayo transcontinental que emplea ondas ultracortas, puede, pues, ser necesario usar más de un centenar de estaciones retransmisoras. Por tanto, es deseable que cada retransmisión introduzca un mínimo de ruido, y en el caso de servicio multiplex sobre un portador de radio frecuencia común, la modulación cruzada y la distorsión deben también mantenerse a un valor muy bajo en cada punto de retransmisión. De otro modo el efecto sumado del ruido y de la distorsión introducidos en los puntos de retransmisión será tal que haga la señal recibidas en la estación receptora terminal poco satisfactoria y en algunos casos inusable.

En el caso de señales multiplex las ondas recibidas en cada estación retransmisora podrían desmodularse a sus frecuencias de señales originales y emplearse luego para remodular una nueva portadora. Esta última se transmitiría después de la estación siguiente. Pero esta disposición es inaceptable ya que cada proceso de desmodulación y remodulación se realiza con tubos que tienen características que son no lineales por naturaleza, y efecto sumado en una cadena de retransmisores sería causar una seria distorsión y modulación cruzada. También se ha propuesto heterodinizar las ondas recibi-



172454

5 das en cada estación retransmisora a alguna frecuencia intermedia conveniente y luego, después de la amplificación, heterodinizar la frecuencia intermedia de nuevo a alguna alta frecuencia adecuada para retransmisión sin transformar las ondas recibidas en las frecuencias de modulación relativamente bajas primitivas. Pero esta disposición adolece del defecto de que el proceso de heterodinización empleado para producir la nueva frecuencia para la transmisión es relativamente ineficaz y hay que ejercer un cuidado indebido en proteger los osciladores locales y multiplicadores de frecuencia y otros circuitos asociados con ellos para evitar indeseables acciones de heterodinización con la señal recibida.

15 Uno de los principales objetos de mi presente invento es ofrecer un sistema y un aparato de retransmisión mejorados en los cuales la distorsión y la modulación cruzada se mantienen a valores muy bajos. Para este fin empleo una onda modulada en ángulo doble. Por modulación de ángulo entiendo el tipo de modulación en que una característica de una onda continua, que no es su amplitud
20 varía con arreglo a una señal. Más específicamente, la modulación de ángulo puede ser modulación de frecuencia pura o modulación de fase pura o un tipo de modulación que tenga los dos componentes. Por modulación de ángulo doble entiendo un sistema en el cual una o más ondas de señales se emplean para modular en ángulo, frecuencia o fase una frecuencia subportadora común, y esta frecuencia co-



172454

mdn modulada se emplea luego para modular en ángulo, en frecuencia en fase una onda de frecuencia aún más alta de un valor adecuado para radio transmisión.

5 He descubierto que la modulación de ángulo doble o de frecuencia doble es inferior al uso de un solo sistema de modulación de frecuencia que ocupe la misma anchura de banda o canal de radiofrecuencia, en lo que se refiere a eliminar ruidos y perturbaciones extrañas y naturales, siendo las mismas otras condiciones. Sin embargo, a pesar de esta inferioridad, la modulación de frecuencia 10 doble tiene ciertas ventajas importantes cuando se usa en un sistema que emplea un número de estaciones retransmisoras de radio, particularmente para reprimir la distorsión y la modulación cruzada. Estas ventajas se expondrán después más detalladamente.

15 Sabido es que suponiendo la misma anchura de banda de frecuencia de modulación de señales, la mejora de la relación señal:ruido de una onda de radio simplemente modulada en frecuencia sobre la modulación de amplitud sera igual a la raíz cuadrada de tres multiplicada 20 por la proporción de desviación. La proporción de desviación se define como la máxima desviación de frecuencia en las ondas moduladas de frecuencia dividida por la máxima modulación de frecuencia empleada. He descubierto, en el 25 caso de modulación de frecuencia doble en que la banda de señales de frecuencia se emplea para modular en frecuencia una sub-portadora y la sub-portadora a su vez se usa para modular en frecuencia la portadora radiada, que la



172454

mejora de la relación señal:ruido en un sistema de modulación en amplitud en el cual la banda de señales modula directamente en amplitud la portadora radiada, es igual a 1.23 multiplicado por el producto de las proporciones de desviación empleadas en la sub-portadora y en la portadora radiada. Es, pues, claro que la modulación de frecuencia doble no tiene una relación de señal:ruido tan buena como la frecuencia de modulación simple para anchuras de banda de frecuencia de radio transmitidas iguales, pero a pesar de esta desventaja he descubierto que la modulación de frecuencia doble es particularmente útil en un sistema retransmisor de radio que emplea un número de retransmisoras. Por esta última razón es por la que el sistema de retransmisión aquí descrito hace uso de modulación de frecuencia doble.

Según mi invento, en una estación transmisora la onda recibida modulada doblemente en ángulo o modulada doblemente en frecuencia se recibe y heterodíniza hasta cierta frecuencia intermedia conveniente. La frecuencia intermedia está dentro del espectro de radio-frecuencia. Esta frecuencia intermedia se amplifica y limita y se somete a una sola desmodulación de frecuencia simple. Las ondas desmoduladas corresponden entonces en frecuencia y en desviación de ángulo, frecuencia o fase, a la onda sub-portadora común modulada. Esta subportadora reproducida en el punto de retransmisión se usa entonces, después de ulterior amplificación y limitación si se desea para modular directamente en frecuencia una nueva portadora de al-



172454

ta frecuencia que tiene un valor en frecuencia adecuado para la retransmisión.

5 He descubierto que la precedente disposición es eficaz en cuanto a reducir al mínimo la modulación cruzada y la distorsión. Mi explicación de por qué se consigue el deseable resultado antedicho cuando se usa mi sistema perfeccionado de retransmisión de radio es brevemente la que sigue:

10 En todos los sistemas de modulación, la modulación cruzada y la distorsión son ocasionadas por una de dos cosas o por ambas: Características de amplitud no lineales de tubos de circuitos y características de fase no lineales de circuitos. Los tubos o circuitos no lineales pueden estar en los circuitos del modu-
15 dor, desmodulador o amplificador entre ellos. Este último incluye tubos y circuitos empleados en las estaciones retransmisoras.

En el caso de modulación de amplitud las características de la amplitud no lineales son con mucho más
20 importantes. Sistemas designados para menos de 1% de distorsión general a 100% de modulación pueden resultar muy complicados.

En el caso de modulación de frecuencia, los circuitos y tubos que tienen una característica de amplitud
25 no lineal en los circuitos de amplificador entre el modulador y desmodulador, no causan distorsión molesta. Sin embargo, el circuito modulador en el cual las variaciones de amplitud se cambian en variaciones de frecuencia debe

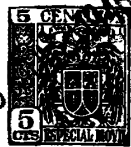


172454

ser lineal. Igualmente el circuito desmodulador debe también ser lineal para evitar la modulación cruzada y la distorsión.

5 Hay otra causa de distorsión en el caso de modulación de ángulo y específicamente en los sistemas de modulación de frecuencia y es las características de fase no lineales de circuitos sintonizados. Tratándose de un simple sistema de señales que hace uso de un transmisor en que las señales se radian directamente al receptor desde el transmisor, la distorsión de fase y la modulación cruzada causadas de este modo son en general despreciables y carecen de importancia práctica. Sin embargo, en un sistema retransmisor que tiene un gran número de estaciones retransmisoras, esta causa de distorsión puede ser de importancia primaria, especialmente en cuanto a la producción de indeseable modulación cruzada.

15 Considerese una señal modulada en frecuencia impresa en un circuito sintonizado simple que lo está a la frecuencia portadora. A esta frecuencia el circuito actúa como una resistencia. Sin embargo, como la frecuencia fluctúa a mayor y menor altura en frecuencia, el circuito tiene cierta reactancia inductiva y capacitiva. La fase instantánea de la onda se cambia debido a esta reactancia. Esto es, la corriente en el circuito resonante cambia con respecto al voltaje excitante. Esto es justamente lo mismo que cambiar la fase de la onda modulada en pequeña medida. Este cambio de fase cuando la onda modulada fluctúa en frecuencia alrededor de la portadora es, por supuesto, del mis-



172454

mo tipo que la frecuencia de modulación. Si el cambio de fase es lineal desde la frecuencia portadora hasta el límite de fluctuación, no resultará distorsión de la modulación. Si no es lineal, resultará distorsión de la modulación.

5

Esta distorsión puede expresarse en radianes. En circuitos sintonizados ordinarios, los radianes de distorsión dependen de la proporción de la fluctuación de frecuencia con la anchura de banda del circuito. El porcentaje de conversación cruzada producido en la señal depende de la proporción de los radianes de distorsión con la desviación angular de la señal.

10

La distorsión de fase determina también que armónicos de las frecuencias moduladoras más bajas, caigan en las frecuencias moduladoras más altas o cerca de ellas, y en un sistema de canales múltiples esto produce otra forma de modulación cruzada.

15

En mi propuesto sistema retransmisor, supongamos en gracia a la ulterior explicación, que las ondas recibidas son de una forma en la cual las canales de señales modulan en frecuencia una sub-portadora de un megaciclo, y esta sub-portadora modulada en frecuencia se emplea para modular en frecuencia una portadora radiada que tiene una frecuencia no modulada de 3.000 megaciclos. En mi propuesta estación de retransmisión las ondas recibidas serían heterodinizadas hasta una frecuencia intermedia de, por ejemplo, 30 megaciclos, filtradas y amplificadas. Los circuitos aquí empleados tienen una anchura

20

25

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

de banda sólo ligeramente mayor que la desviación y se
usen para obtener la debida selectividad. Esta onda de
frecuencia intermedia, como se observará, tiene modula-
ciones de frecuencia doble. Por causa de los circuitos
5 por los cuales pasa la onda de frecuencia intermedia, re-
sultará distorsión de fase de la frecuencia de la sub-por-
tadora de 1 megaciclo. También en el discriminador de mo-
dulación de frecuencia que sigue al amplificador de fre-
cuencia intermedia, la distorsión de esta onda de 1 mega-
10 ciclo resulta de la característica no lineal del discrimi-
nador. Pero estas dos distorsiones están en la frecuen-
cia de la sub-portadora común de 1 megaciclo, aunque no
afectan a las canales de señal transportadas por la sub-
portadora común, ya que las formas de onda de canal de se-
15 ñales o las formas de onda de la frecuencia de señal o
las formas de onda de la señal última dependen de la pro-
porción de cambio de la sub-portadora de 1 megaciclo y no
de la forma de su característica de amplitud. Si se de-
sea, los armónicos producidos en la sub-portadora modula-
20 da en frecuencia de 1 megaciclo por distorsiones de fase
y otras pueden eliminarse haciendo pasar la onda por un
filtro de paso de banda de 1 megaciclo.

Puede ser deseable cierta cantidad de filtrado
en los circuitos de 1 megaciclo en la estación retransmi-
25 sora, pero los circuitos filtrantes deben diseñarse con
cuidado por cuanto las frecuencias modulantes de la sub-
portadora son las últimas frecuencias de señales y la dis-
torsión de fase que cause la modulación cruzada resulta-



172454

-8

rá si la característica de fase no es lineal.

La linealidad del modulador que modula la nueva portadora en la retransmisión de, por ejemplo, 3.010 megaciclos por la subportadora de 1 megaciclo, no es importante. Esto resulta ya que, aunque la distorsión se produce, es distorsión de la subportadora de 1 megaciclo, pero esto tampoco es la frecuencia o frecuencias de señales últimas que se han de mantener libres de toda forma de distorsión si se ha de obtener una reproducción exacta de alta calidad.

Además, se observará que estas ventajas se aplican sólo a un sistema modulado en ángulo doble y no siguen en el caso de modulación de amplitud doble, ya que la distorsión de las características de amplitud de las ondas intermedias y subportadora aparecería últimamente en las frecuencias de señales finales. Una reducción comparable para la modulación cruzada no puede obtenerse si se usa un sistema en el cual la sub-portadora es modulada en amplitud para la señal y esta sub-portadora se utiliza luego para modular la onda transmitida.

Otra ventaja del sistema modulado en ángulo doble o en frecuencia doble arriba descrito, resulta del hecho de que la mayoría de los circuitos filtrantes y tubos amplificadores pueden colocarse en los pasos de frecuencia intermedia delante de los circuitos de discriminador-detector en el punto de retransmisión. Estos circuitos pueden estar destinados a tener una anchura de banda



172454

lo bastante justamente para acomodar la señal y dar la selectividad requerida. En los circuitos de filtro de F.I. y amplificadores, la distorsión de paso no es importante. De este modo puede emplearse un mínimo de circuitos de 1.000 kc. siguiendo a los circuitos de discriminador-detector. Estos últimos circuitos deben diseñarse cuidadosamente y tener una anchura de banda relativamente ancha en relación con la fluctuación de las ondas transmitidas por ellos, con el fin de reducir al mínimo la distorsión de fase y la modulación cruzada.

Otros objetos, ventajas y detalles de mi presente invento serán evidentes conforme avanza la descripción más detallada del mismo. Entre los detalles puede mencionarse brevemente un sistema modulador de frecuencia perfeccionado en el cual se consigue una linealidad excepcionalmente buena permitiendo así el servicio multiplex en la terminal transmisora con modulación cruzada despreciable y una disposición de circuito en los puntos de recepción tal que se obtiene alta sensibilidad en ciertos puntos en que las características no lineales no afectan a la señal definitiva y en que la extrema linealidad a costa de la sensibilidad se emplea en otras porciones del sistema, con lo cual la pérdida de sensibilidad es más que compensada por la ausencia de modulación cruzada y otros defectos de distorsión. Por ejemplo, en una porción del aparato receptor en que una fluctuación de 170 kc más y menos puede representar la máxima fluctuación de frecuencia de un grupo de señales de multiplex, los filtros de discriminador o



172454

de inclinación usados para convertir esta onda en ondas de amplitud variable antes de la detección pueden tener curvas de resonancia que se solapan, y la separación entre los picos de las mismas puede ser del orden de 2.000.000 de ciclos más y menos. Esto significa que las ondas se convierten en ondas de amplitud variable en una fracción muy pequeña de las características del circuito asegurando así alta linealidad en la transformación.

En la descripción detallada que sigue y que se da en relación con los dibujos adjuntos, se han elegido ciertos valores de frecuencia para diversas portadoras, canales etc. Debe entenderse claramente que estos valores se han elegido para presentar un ejemplo típico que puede seguirse, pero pueden hacerse evidentemente elecciones muy diferentes en cuanto a los valores de frecuencia y otros. Por tanto, el invento no debe considerarse como limitado a los valores elegidos para fines ilustrativos.

En los dibujos adjuntos la figura 1 representa esquemáticamente una terminal transmisora de un sistema retransmisor de frecuencia ultraalta. La terminal hace uso de una canal de voz de alta calidad que tiene, como se ha dicho, una frecuencia superior de 10.000 ciclos, aunque si se desea la misma puede elevarse a 15.000 ciclos, y otras varias canales de señales que se transmiten a un amplificador común como bandas laterales de sub-portadoras adecuadas. Todas las señales se combinan

8 JUL



172454

5 se acentúan previamente en una red adecuada y se emplean para modular en frecuencia una sub-portadora común que tiene, como se representa una frecuencia media de 1 megaciclo. Esta última, a su vez, se emplea para modular en frecuencia una portadora transmitida que tiene una frecuencia media de 3.000 megaciclos.

10 La figura 2 es un diagrama de bloque de una estación retransmisora típica que aplica los principios de mi presente invento. Se observará que las ondas doblemente moduladas recibidas se convierten en una frecuencia intermedia adecuada, se amplifican y luego se someten a una sola desmodulación de frecuencia. Las ondas que resultan de esta sola desmodulación de frecuencia se usan luego en parte para fines de control automático de frecuencia del
15 oscilador de batimientos local y principalmente para modular en frecuencia una nueva portadora engendrada localmente.

20 La figura 3 es un diagrama de bloque de una terminal receptora. Este terminal puede recibir ondas transmitidas directamente del aparato de la figura 1, o de un punto o estación retransmisores como el que se representa diagramáticamente en la figura 2. En el sistema receptor de la figura 3 las ondas recibidas se convierten primero en una frecuencia intermedia adecuada, se amplifican y
25 luego se someten a una primera desmodulación de frecuencia por un sistema discriminador de sensibilidad relativamente alta. La linealidad de este primer discriminador-detector no es de importancia particular en cuanto a



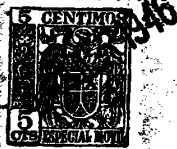
172454

la introducción de modulación cruzada. Esto, por supuesto, es igualmente cierto del sistema de discriminador-detector en los puntos de retransmisión, como se verá claramente por las explicaciones que luego se darán. Estos pueden, pues tener una anchura de bando sólo lo suficiente para acomodar la señal, y pueden por tanto dar la selectividad requerida. El segundo discriminador-detector del receptor de la figura 3 tiene baja sensibilidad, pero se hace extremadamente lineal para reducir al mínimo la modulación cruzada. La salida del segundo discriminador-detector se suministra al través de una red desacentuadora y al través de amplificadores y filtros adecuados a canales de utilización de señales definitivas.

La figura 4 es un diagrama de hilos de circuitos que utiliza las canales combinadas de la figura 1 para producir una sub-portadora común modulada en frecuencia. Para asegurar la linealidad en este punto crítico, se usa un par de osciladores modulados en frecuencia opuestamente, que se hacen funcionar en un campo relativamente pequeño. Las salidas de los osciladores se multiplican en frecuencia y se combinan en un convertidor para producir una sub-portadora de frecuencia media adecuada y de la fluctuación de frecuencia deseada.

La figura 5 representa la característica de la red acentuadora previa, usada en el aparato de las figuras 1 a 4.

La figura 6 es una representación esquemática



172454

5 de un oscilador de alta frecuencia y circuitos del mismo para utilizar la sub-portadora modulada en frecuencia producida por el aparato de la figura 4 para modular en frecuencia una portadora de frecuencia muy alta que se ha de radiar directamente a un terminal receptor o a una estación retransmisora, como la que se representa en la figura 2.

10 La figura 7 es un diagrama esquemático más detallado del primer oscilador local y convertidor empleado en un punto de transmisión o en el receptor terminal. La figura 7 representa también circuitos para controlar automáticamente en frecuencia el primer oscilador de batimientos.

15 La figura 7a es una representación más detallada de un montaje adecuado de partes del oscilador local, convertidor y primer detector de la figura 7.

La figura 7b es una vista lateral del aparato representado en la figura 7a.

20 La figura 8 se compone de las figuras 8a y 8b que deben considerarse unidas a lo largo de la línea XX de manera que los conductores A a L inclusive estén respectivamente conectados entre sí.

25 La figura 8a es un diagrama de conexiones de amplificadores y limitadores de frecuencia intermedia que puedan usarse después de los convertidores 202 y 302 de las figuras 2 y 3 respectivamente.

La figura 8b es un diagrama de conexiones del



172454

primer discriminador -detector representado en 208 en la figura 2 y 308 en la figura 3. La figura 8b representa también aparatos para indicar interrupciones en el sistema de retransmisión.

5 La figura 9 es un diagrama de conexiones de aparatos que pueden usarse para el oscilador 313 convertidor y amplificador 311 de la figura 3 y también para el segundo discriminador detector 312 de la figura 3.

10 La figura 9a representa las características de frecuencia de los circuitos de discriminador 930 de la figura 9; y

15 La figura 10 representa un sistema de antenas típico que puede emplearse como una antena transmisora o receptora en cualquier punto del sistema en que se necesitan estas antenas.

20 En la figura 1, varias canales de señales independientes están combinadas y modulan las ondas radiadas desde la antena transmisora TA a la antena receptora RA 200 de la estación de retransmisión de la figura 2. Las ondas recibidas en la estación retransmisora se heterodinizan, se amplifican, se detectan y se usan para modular una onda de frecuencia portadora distinta. Esta última es radiada por la antena transmisora de retransmisión TA214 a la antena receptora RA300 de la figura 3. Las ondas recibidas en el terminal receptor se amplifican, trasladan y separan en señales correspondientes a las transmitidas originalmente.

Volviendo más específicamente a la figura 1, las



172454

canales de señales se designan con las letras A a F inclusive. Estas canales, que se describirán después más detalladamente se combinan en la resistencia 23 y se suministran por el transformador 24 y la red acentuadora previa PN a osciladores 25 y 102 modulados opuestamente en frecuencia. La red PN se describe más detalladamente más abajo en relación con las figuras 4 y 5.

El oscilador 25 puede funcionar, por vía de ejemplo, a una frecuencia inmodulada de 10 megaciclos y el oscilador 102, por ejemplo, a una frecuencia inmodulada de 11 megaciclos. Las salidas de los dos osciladores 25 y 102 se combinan en el convertidor 100 como resultado de lo cual la modulación de frecuencia que aparece en la salida de frecuencia de pico del convertidor 100 es igual a la suma de las desviaciones de los osciladores 25 y 102 cuando se las hace separarse en frecuencia. En una modificación que se describirá más tarde, las salidas de los osciladores 25 y 102 se multiplican en frecuencia antes de combinarse en el convertidor 100.

Se verá, pues, que cada oscilador, en el montaje de la figura 1, necesita oscilar sólo la mitad de lo que ocurriría, si sólo se empleara un oscilador para producir una cantidad determinada de modulación en frecuencia. Como consecuencia, se reduce la distorsión, porque el campo de trabajo de los osciladores se hace más pequeño y en el campo más pequeño pueden hacerse de acción más lineal. La modulación cruzada entre canales se reduce, pues, en gran manera. Además, este montaje sirve para reducir



172454

el zumbido debido al calentamiento del filamento o a las ondulaciones del suministro de voltaje de placa.

5 Cada una de las canales A a F inclusive, se regula en amplitud de manera que la proporción de desviación para la modulación de frecuencia producida por cada canal en la salida del convertidor 100 sea la unidad, pero la fluctuación total máxima producida por todas las canales es más y menos de 170 kilociclos, como se indica en el dibujo. En otros términos, la canal A produce una fluctuación máxima de 10 kilociclos en la salida del convertidor 100, la canal B un máximo de 16 kc, la canal C de 24 kc etc. Cuando todas las canales son de amplitud máxima y producen desviación de frecuencia máxima, y asimismo, cuando todas las señales son instantáneamente aditivas, la salida del convertidor 100 se modula entonces en más y menos 170 kilociclos. La regulación y funcionamiento precedentes se consiguen por el uso de una red acentuadora previa PN, como resultado de lo cual las canales de señales tienen virtualmente la misma relación señal:ruido, detalle deseable en la transmisión de señales multiplex.

20 La salida modulada en frecuencia del convertidor 100 es un batimiento de 1 megaciclo más y menos 170 kilociclos y se usa para modular en frecuencia un segundo oscilador modulado en frecuencia 104, cuya frecuencia media inmodulada es 3.000 megaciclos.

25 Como resultado la onda radiada por la antena transmisora TA de la figura 1 es una portadora de 3.000 megaciclos que tiene una desviación máxima de más y menos 1.0



172454

8
5 megaciclos. Puede usarse si se quiere una proporción de desviación mayor para las ondas moduladas en el modulador de frecuencia 104, de manera que la onda transmitida sería del orden de 3.000 megaciclos más y menos 2 ó 4 megaciclos.

Más especialmente con referencia a las canales A a F inclusive, la canal A es una canal de voz de alta calidad que contiene todas las frecuencias en la banda de 30 a 10.000 ciclos.

10 La señal de voz de alta calidad es recogida por el micrófono 2, amplificada por el amplificador 4 y enviada por el filtro 6 y otro amplificador 8 a la resistencia combinadora 23.

15 Las canales B a F inclusive son canales de voz de baja calidad, pasando cada una por los primeros amplificadores 4B, 4C, 4D, 4E y 4F, estando diferentes señales de voz en la banda de 30 a 4.000 ciclos. Estas señales amplificadas se suministran a los moduladores 12B a 12F inclusive alimentados con oscilaciones de osciladores separados 10B a 10F inclusive.

20 La salida del modulador 12B se suministra al través de un filtro 14B que deje pasar sólo la banda lateral más baja. Análogamente, los filtros 14C a 14F inclusive dejan pasar sólo las bandas laterales más bajas, producidas respectivamente en los moduladores 12C a 12F inclusive.

25 En el caso del filtro 14B, la banda de frecuencias que pasa al amplificador 16B ocupa el campo de 12 a 16 kilociclos.



172454

Análogamente, los filtros de banda lateral más baja 14C a 14F inclusive dejan pasar a los amplificadores 16C a 16F inclusive las bandas laterales más bajas derivadas de los moduladores inmediatamente anteriores 12C a 12F inclusive. La banda de frecuencia que deja pasar cada filtro de banda lateral se indica en la figura 1. Así 14C deja pasar 20-24 kilociclos etc.

Las salidas de los amplificadores de banda lateral más baja 16B a 16F inclusive se combinan como se indica y se suministra al través de un filtro de paso de banda 20 al amplificador 22, que se hacen lo más lineal posible para impedir modulación cruzada entre canales. La salida del amplificador 22 se combina con la salida de la canal de alta calidad del amplificador 8 en la resistencia 23.

El voltaje resultante al través de la resistencia 23 ocupa una banda de frecuencias de 30 a 48.000 ciclos, y esta banda es suministrada por el transformador 24 a los osciladores modulados en frecuencia opuestamente 25 y 102, que tiene respectivamente frecuencias portadoras inmoduladas de 10 y 11 megaciclos. La amplitud de los voltajes suministrados desde cada canal se regula, como se explicará más detalladamente después, de manera que cada canal produzca modulación de frecuencia en la salida del convertidor 100 con una proporción de desviación de unidad. Así, la canal A que tiene una frecuencia superior de 10.000 ciclos, desvia la salida del convertidor 100 en una cantidad de más y menos 10.000 ciclos. Simi-



172454

larmente, la amplitud máxima de voltaje suministrado por la canal B a la resistencia 23 produce una desviación de más y menos 16 kc y, similarmente, para la amplitud máxima de las canales de entrada C, D, E y F produce, respectivamente desviaciones de más y menos 24 kc, más y menos 32 kc, más y menos 40 kc y más y menos 48 kc. Cuando todas las canales están totalmente moduladas y cuando son todas aditivas o instantaneamente en fase y de la misma polaridad, el batimiento entre los osciladores 25 y 102 que aparece en la salida del convertidor 100 se desvía un máximo de más y menos 170 kc.

La salida modulada en frecuencia de 100, a saber, una frecuencia de diferencia de 1 megaciclo más y menos 170 kc, se recoge y se usa para modular en frecuencia el segundo oscilador modulado en frecuencia 104 que opera a una frecuencia portadora inmodulada de 3.000 megaciclos.

La proporción de desviación de las ondas moduladas que aparecen en el circuito de salida del segundo oscilador modulado en frecuencia 104, es la unidad o más como se desee, como resultado de lo cual las ondas radiadas por la antena transmisora TA tienen como máxima desviación una frecuencia de 3.000 megaciclos más y menos 1,0 megaciclos. Puede usarse una proporción mayor de desviación y en tal caso las ondas radiadas serían, por ejemplo, de 3.000 megaciclos más y menos 2,3 o más megaciclos cuando estuvieran plenamente moduladas.

Las ondas radiadas desde la antena transmisora TA



172454

de la figura 1 pueden ser recibidas directamente por el aparato receptor de la figura 3. Pero ordinariamente estas ondas serian radiadas al terminal receptor por via de uno o más puntos de retransmision, como se representa en la figura 2. Las ondas serán recibidas en el punto de retransmision a una frecuencia y retransmitidas al punto siguiente del sistema a una frecuencia un tanto diferente de manera que se evite el retroalimentación o "canto" en la estación retransmisora.

En el sistema retransmisor representado en la figura 2, las ondas son recogidas o recibidas en una antena receptora RA200. Las ondas recibidas son reducidas en frecuencia en un circuito convertidor 202 con ondas de un oscilador de batimientos local 204. La frecuencia intermedia producida pueda ser de 30 megaciclos más y menos 1.0 megaciclos. Las ondas de frecuencia intermedia se amplifican en un amplificador de frecuencia intermedia 206 y luego se suministran a un discriminador-detector 208.

La acción del discriminador-detector es tal que produce una onda de 1 megaciclos más y menos 170 kilociclos correspondiendo a la salida del convertidor 100 de la figura 1. Esta onda se limita y amplifica en un aparato adecuado 210 y luego se usa para modular en frecuencia el oscilador 212 cuya frecuencia inmodulada pueda ser de 3.010 megaciclos.

Regulando la amplitud de la salida del amplificador 210, las ondas radiadas por la antena transmisora TA214



172454

del punto de retransmisión de la figura 2, pueden hacerse de 3.010 megaciclos más y menos 1.0 megaciclos.

5 El sistema retransmisor descrito en relación con la figura 2 tiene ventajas prácticas manifiestas sobre un montaje en el cual las ondas recibidas se desmodulan hasta las señales originales y estas últimas se usan para modular una onda local nuevamente engendrada. Se observará que la reproducción de las ondas de señales originales y la amplificación de las mismas en un amplificador común antes de su uso para remodular una portadora nuevamente engendrada, introducirán indeseable modulación cruzada. Esto resulta del hecho de que el proceso de desmodulación y amplificación en un amplificador común tiene lugar con aparatos de características no lineales y son 15 estas características no lineales las que determinan las dificultades de modulación cruzada. Sin embargo, incluso con circuitos y aparatos de desmodulador y modulador no lineal, el sistema retransmisor de la figura 2 no introducirá modulación cruzada. Debe observarse que en el sistema de la figura 2 el amplificador de frecuencia intermedia 20 puede también proveerse de un limitador.

25 Las ondas radiadas desde la antena transmisora TA214 del punto de retransmisión de la figura 2 se reciben en la antena receptora RA300 de terminal receptor del sistema retransmisor UHF representado en la figura 3. Estas ondas son heterodinizadas con ondas de un oscilador de batimiento local 304 en un convertidor 302 para producir una frecuencia intermedia de 30 megaciclos más y menos 1.0



172454

megaciclos. Estas ondas de frecuencia intermedia se amplifican en el amplificador de frecuencia intermedia 306 y desde allí se suministran a un primer discriminador-detector 308. Como antes se ha explicado, se asegura un alto grado de amplificación con el amplificador 306.

La salida del primer discriminador-detector 308 es la onda de 1 megaciclo más y menos 170 kilociclos correspondiente a la salida del convertidor 100 de la figura 1. La salida del primer discriminador-detector 303 de la figura 3 se amplifica luego y limita en el amplificador-limitador 310. Se observará, pues, que la porción delantera del aparato de la figura 3 desde RA300 al limitador 310 es virtualmente idéntica al aparato entre RA200 y el limitador 210 de la figura 2, como resultado de lo cual se consigue economía en el diseño y flexibilidad en el uso del aparato.

La salida del amplificador-limitador 310 de la figura 3 se suministra a un convertidor 311 provisto también de oscilaciones de una frecuencia, por ejemplo, de 12 megaciclos desde el oscilador 313. El batimiento superior del convertidor 311, se suministra al discriminador-detector 312, en cuyos hilos de salida 313 aparece una banda de frecuencia desde 30 a 48.000 ciclos inclusive, correspondiente a la banda de frecuencias suministrada al través del transformador 24 de la figura 1 a los osciladores modulados en frecuencia 25 y 102.

De este filtro de bandas de frecuencias 38AR, al



1945

172454

5 cual la banda se suministra por los amplificadores 34, 36,
pasa la canal de voz de alta calidad A que contiene on-
das situadas en la banda de 30 a 10.000 ciclos. Estas-
ondas se amplifican en el amplificador 40AR y se suminis-
tran a un altavoz o auriculares A. Las otras frecuencias
correspondientes a las bandas del lado inferior de las ca-
nales B a F inclusive de la figura 1 y que ocupan la ban-
da de 12 a 48 kilociclos se suministran al través del fil-
tro de paso de banda 44 y los amplificadores 46 a 54 in-
10 clusive a los filtros 56 a 64 inclusive.

Los filtros 56 a 64 inclusive dejan pasar ban-
das de frecuencias como se indica en la figura 3, a saber
que el filtro 56 deja pasar de 12 a 16 kc, el filtro 58
deja psar de 20 a 24 kc, el filtro 60 deja pasar de 28 a
15 32 kc, el filtro 62 deja psar de 36 a 40 kc, y el filtro
64 deja pasar de 44 a 48 kc. Las salidas de los filtros
56 a 64 se combinan en los convertidores 66 a 74 con os-
cilaciones de osciladores locales 67, 69, 71 73 y 75 que
funcionan respectivamente a 16 kc, 24 kc, 32 kc, 40 kc, y
20 48 kc. Cada uno de los filtros 76 a 84 está diseñado, pa-
ra dejar pasar una banda de frecuencias de 30 a 4.000 oi-
clos, como resultado de lo cual en los amplificadores 86 a
94 inclusive aparecen las señales A a F inclusive transmi-
tidas originalmente. Estas ondas son individualmente tras-
25 ledadas como se indicó por los auriculares B, C etc.

Debe observarse también que no todas las cana-
les necesitan ser canales de voz, sino que, si se quiere,
algunas de ellas pueden ser canales de telegrafo, algunas
de voz y algunas de otros tipos, tales como canales de fac-

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

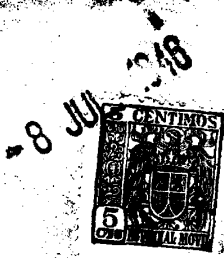
simil y teletipo. Así, como una posible alternativa,
la canal A puede ser reemplazada por doce canales te-
legráficos, cuyos tonos portadores telegraficos sepa-
rados pueden ocupar la banda de 465 a 2295 ciclos, te-
5 niendo cada canal de tono una anchura de 170 ciclos.

Así, la primera canal de telegrafo puede diseñarse pa-
ra una portadora de tono de 465 ciclos con una anchura
de señales de mas y menos 85 ciclos, la segunda canal de
sonido puede usar una portadora de tono de 595 ciclos con
10 una anchura de señal de más y menos de 65 ciclos etc.

Además de las canales A-F inclusive de la fi-
gura 1 puede disponerse una canal de servicio SC. La sa-
lida del micrófono que recoge la canal de servicio puede
amplificarse por el amplificador de canal de servicio
15 SCA y conmutarse directamente, por medio del conmutador
SOS, para modular en frecuencia el oscilador 104. Con
preferencia, el amplificador SCA deja pasar una banda de
aproximadamente 0-5.000 ciclos y la amplitud de los volta-
jes moduladores se regula para producir, por ejemplo, una
20 fluctuación máxima de ± 15.000 ciclos en la salida del os-
cilador 104.

Como se indica en la figura 2, la banda de la
canal de servicio puede ser filtrada por el filtro SCF
y tomarse de la línea SCL para el uso en auriculares
25 o la salida de la línea SCL puede suministrarse por cuer-
das de piezas a la entrada de la línea de servicio SCI
para modular el oscilador 212.

En la figura 3 la banda de frecuencias de ser-



172454

vicio pueda luego tomarse directamente de la salida del primer discriminador-detector 308 al través de la línea SLR y utilizarse como se crea conveniente.

5 La figura 4 es un diagrama de conexiones de una forma preferida de aparato entre el transformador 24 y el oscilador 104 de la figura 1 modulado en frecuencia de 3.000 megaciclos. En otros términos, la figura 4 representa en mayor detalle los osciladores modulados en frecuencia 25 y 102 y el convertidor 100 de
10 la figura 1. Específicamente, en la figura 4 la banda de ondas que representa las canales A a F inclusive y que va desde 30 ciclos a 48 kilociclos es suministrada al través del secundario del transformador 24, las redes de acentuación previa, 401, 402, a controlar opuestamente las conductividades de los tubos de reactancia
15 403, 404. Los tubos de reactancia varían opuestamente las frecuencias de los osciladores 405, 406, que, por vía de ejemplo, en el estado sin señales pueden ponerse a correr frecuencias de, respectivamente, 8.5 y
20 8.83 megaciclos. De aquí que cuando el oscilador 405 aumenta en frecuencia, el oscilador 406 disminuye en frecuencia y viceversa.

La salida del oscilador modulado en frecuencia 405 se suministra a un triplicador de frecuencia 407
25 y la salida del oscilador modulado en frecuencia 406 es suministrada a un triplicador de frecuencia 408. Las salidas de los dos triplicadores 407 y 408 que tienen frecuencias inmoduladas de 25.5 y 26.5 megaciclos se combi-



172454

5 nan en el convertidor o mezclador 100, correspondiente al convertidor 100 de la figura 1, para producir una sub-portadora inmodulada de 1 megaciclo. Esta última se suministra por los hilos de salida 101 al oscilador modulado en frecuencia de 3.000 megaciclos 104 de la figura 1.

10 Es, pues, evidente, que el oscilador diagramáticamente representado en 102 en la figura 1 incluye el oscilador 405, el tubo de reactancia 403 y el triplicador 407 de la figura 4. También representado esquemáticamente el oscilador 25 de la figura 1 incluye el oscilador 406 el tubo de reactancia 404 y el triplicador 408 de la figura 4.

15 Entrando en mayores detalles con respecto a la figura 4, una clavija MJ, para fines de aviso, está conectada con el primario del transformador 24, cuyo secundario está ahuntado por resistencias de carga LR1 y LR2. Las redes de acentuación previa, 401, 402, están compuestas por los condensadores 409, 410 que tienen un
20 valor de 220 mmf cada uno, conectados en shunt con las resistencias 411, 412, cada una de las cuales tiene una magnitud de 150.000 ohmios. Como consecuencia, las redes de acentuación previa se verá que tienen una característica que es virtualmente plana en el campo de aproximadamente cero a 10.000 ciclos y luego sube linealmente
25 te con la frecuencia de aproximadamente de 10.000 a 50.000 ciclos como se representa en la figura 5. De este modo, las salidas de los amplificadores 8, a 16 F inclu-



172454

sive de la figura 1 pueden regularse al mínimo valor y las redes de acentuación previa, 401, 402 funcionarán para producir las acentuaciones que darán las deseadas proporciones de desviación mencionadas previamente en la salida modulada en frecuencia del convertidor 100.

Las salidas de las redes de acentuación previa 401, 402 se suministran al través de potenciómetros de control de volumen 413, 414 y al través de bobinas de reacción de radiofrecuencia 415 y 416 a las primeras rejillas 417, 418 de los tubos de reactancia 403 y 404. Se disponen unos condensadores de derivación de radiofrecuencia 419A y 420A para asegurar más aún la ausencia de corrientes de radiofrecuencia de las redes de acentuación previa y de los aparatos anteriores. Los cátodos 419, 420 de los tubos de reactancia están conectados en paralelo y al circuito de resistencia-condensador de retorno del cátodo común 421 que se compone de la resistencia 421A y el condensador 421B conectados en paralelo. Este retorno de cátodo común sirve para mantener constante la tensión de rejilla en los tubos de reactancia, ya que están opuestamente modulados. Esto evita, pues, cierta medida de retroalimentación degenerativa a bajas frecuencias, que de otro modo ocurriría si no ser que el condensador de derivación 421B se hiciera muy grande.

Un rectificador doblador de voltaje 322 está conectado al través de la alta resistencia 423B, el conmutador 423C, el condensador de derivación 423 con el



172454

potenciometro 414, como se indica, para fines de aviso observándose que en relación con estos se dispone un miliametro 423A. Debe también observarse que el milímetro 423A puede conectarse con el banco de resistencias 424A para indicar voltajes y corrientes en varias partes de los circuitos, como será evidente para todos los profesionales en el arte. Por medio del medidor M y del rectificador 422, la entrada de voltaje a los tubos de reactancia puede determinarse y regularse de manera que produzca las deseadas desviaciones de frecuencia en los osciladores 405, 406.

El voltaje de cuadratura se suministra a la rejilla 417 desde la placa del tubo de oscilador 405 al través de la red compuesta del condensador de bloqueo 424, la resistencia 425 y el condensador 426. Como consecuencia, el circuito de placa del tubo de reactancia 403 aparece como una inductancia variable al circuito de placa del oscilador 405, teniendo el condensador de derivación 427 un efecto despreciable a este respecto.

El tubo 405 actúa como un oscilador porque el circuito de placa sintonizado 428 está retroscoplado con la rejilla 426 mediante la bobina excitadora 430 y el condensador de derivación 431. La rejilla pantalla 432 del tubo 405 está conectada directamente con la placa de dicho tubo, como se indica, como resultado de lo cual el tubo 429 actúa esencialmente como una triodo.

Otros elementos de circuito del tubo de reactancia 403, tales como la bobina de reacción 433 para su-



172454

ministrar voltaje de placa, el condensador de derivación 434 y la resistencia de caída de voltaje 435 y elementos similares para el oscilador 405 se cree que son comprensibles mirando los dibujos y no necesitan describirse en detalle.

5 Como el tubo de reactancia 404 y el oscilador 406 son similares en todos los detalles esenciales al tubo de reactancia 403 y al tubo de oscilador 405, no es preciso entrar en detalles respecto a los correspondientes elementos de circuito que se acaban de describir. Pero puede decirse que 404 aparece también como inductancia variable al través del circuito que incluye el tubo 406, pero como los voltajes de señal hacen que el tubo 403 se vuelva más conductivo y el tubo 404 menos conductivo y viceversa, varía opuestamente la frecuencia de funcionamiento del oscilador 405 y 406. Por tanto, para una fluctuación de frecuencia dada el campo efectivo sobre el cual varía dicho oscilador se hace más pequeño, dando por resultado mayor linealidad en el funcionamiento. La extensión de este campo se reduce efectivamente más haciendo que estos osciladores o sea 405 y 406 hagan funcionar los triplicadores de frecuencia 407, 408. Los triplicadores sirven para triplicar efectivamente la desviación producida en los osciladores, y por tanto, cuando las salidas de los triplicadores se baten juntas en el mezclador 100, la salida de este mezclador 100 contiene una desviación que es de un valor correspondiente tres veces la diferencia en las desviaciones de los osciladores

10

15

20

25



172454

405, 406.

Los triplicadores 407, 408, son alimentados desde los osciladores al través de condensadores de acoplamiento 433, 434A. Los triplicadores son tubos de vacío sobre-cargados, y, por tanto, sintonizando adecuadamente los circuitos de placa 435, 436, se puede seleccionar el tercero, o mejor dicho, cualquier armónico deseado. Estos circuitos de salida pueden ensancharse por el uso de resistencias 437, 438 y sintonizarse por medio de los núcleos de hierro variables 439, 440. Esta sintonización de núcleos de hierro variable está también indicada para los circuitos de placa de los osciladores 405, 406. Los tubos triplicadores 407, 408 tienen sus rejillas 441, 442 conectadas con tierra al través de resistencias 443, 444.

La salida de armónicos seleccionados de los circuitos 435 y 436 es suministrada mediante los condensadores 445 y 446 a la rejilla 447 del mezclador o detector 100. Por consiguiente, si los circuitos de salida 435 y 436 se sintonizan a los terceros armónicos de sus osciladores respectivos precedentes 405, 406 y suponiendo que los osciladores 405 y 406 funcionen a 8.5 y 8.83 megaciclos en ausencia de entrada en el transformador 24, entonces las ondas que aparecen en los conductores de salida 101 tendrán una frecuencia igual a virtualmente 1 megaciclo. Como antes se ha explicado la presencia de señal en el transformador 24 determinará que la frecuencia de las ondas que aparecen en los conductores 101 varíe como



172454

se desea, dependiendo de la regulación de los potenciómetros 413 y 414. Estas regulaciones pueden hacerse tales que esta onda de 1 megaciclo que aparece en los conductores 101 esté modulada en frecuencia más y menos
5 170 kc. cuando todas las canales A a F inclusive estén suministrando voltajes de amplitud máxima al amplificador 22 de la figura 1.

Para recapitular con referencia a la figura 4, la banda de frecuencias de 30 a 48.000 ciclos se acentúa
10 previamente por las redes 401, 402, de manera que la entrada a los tubos de reactancia 403, 404 es plana en el campo de frecuencia de 30 a 10.000 ciclos y asciende linealmente de 10.000 a 48.000 ciclos. Esta característica se indica en la figura 5. El volumen de la entrada
15 a los moduladores de tubo de reactancia 403, 404 es controlado por medio de potenciómetros 413, 414. Los tubos de reactancia 403, 404 sirven para modular opuestamente frecuencias de los osciladores 405, 406. Como 407 y 408 se hacen funcionar más allá de saturación, pueden
20 seleccionarse los armónicos deseados por los circuitos de salida sintonizados de los multiplicadores de frecuencia 407, 408, y la desviación aumentará con arraglo al orden del armónico elegido. Las salidas de los multiplicadores de frecuencia 407, 408 se batan juntas en un mezclador 100
25 y la salida del mezclador o detector 100 es, por tanto, una onda modulada en frecuencia que tiene desviación de frecuencia muy lineal con amplitud de entrada aplicada a los tubos de reactancia. Esta acción es altamente importante



172454

5 para evitar indeseable modulación cruzada de las canales de señales. La salida del mezclador 100 puede suministrarse mediante una línea coaxial que tiene un tubo metálico exterior puesto a tierra y un conductor interior al paso siguiente del sistema, o sea al aparato 104 de la figura 1.

En conexión con los tubos de reactancia de la figura 4,, tal como por ejemplo, el tubo 403, debe observarse que los condensadores que desarrollan el voltaje de cuadratura, tal como 426 deben hacerse variables de manera que el voltaje de cuadratura retroalimentación puede ser controlado y reducido a cualquier medida deseada. También regulando el condensador de cuadratura, tal como 426 el aparato se puede hacer funcionar con linealidad óptima. Tal como se establece, cada oscilador, por ejemplo los tubos 405, 406 y su correspondiente tubo de reactancia o sea 403 y 404 es virtualmente lineal en un campo de operación de aproximadamente ± 200.000 ciclos. De este campo sólo se usa una pequeña porción, por ejemplo, aproximadamente ± 30 kilociclos para asegurar la extrema linealidad de la modulación de frecuencia o cambio de frecuencia con los voltajes de modulación aplicados suministrados a las rejillas de los tubos de reactancia 403, 404 desde el potenciómetro 413 414. Las precauciones al asegurar la linealidad extrema se observan para reducir la modulación cruzada, porque es en este punto del aparato de transmisión donde la modulación cruzada debido a la no linealidad tenderá a ocurrir

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

en la medida máxima.

5 El amplificador común de paso de banda 20 y el amplificador común 22 de la figura 1 deben diseñarse de manera que tengan una característica plana ancha de 10.000 a 100.000 ciclos, no sólo para evitar la introducción de indeseable distorsión y cambios de amplitud sino también para acomodar canales adicionales si se desea. Además, para reducir al mínimo la distorsión y la modulación cruzada, el amplificador 22 de la figura 10 debe hacerse funcionar en una porción lineal de su característica. El amplificador 22 puede incluir degeneración para mejorar la linealidad si se desea. Circuitos degenerativos y principios típicos que pueden usarse en relación con el amplificador 22 se encontrarán en 15 patentes tales como la de Black 2.102.671 y la de Omen 2.255.804.

20 También se observará que los tubos de reactancia 403, 404 de la figura 4 se hacen funcionar en un campo relativamente pequeño que es virtualmente lineal, de manera que la distorsión y la modulación cruzada se reducen al mínimo. Los circuitos de los tubos de oscilador 405, 406, tales como los circuitos de salida sintonizados y en particular los circuitos de salida sintonizados de los triplicadores 407, 408, se hacen lo bastante 25 amplios para que sean considerablemente más anchos que las fluctuaciones de frecuencia de las corrientes suministradas a estos circuitos. El circuito de salida #35A del triplicador 407 es ensanchado por la resistencia



172454

437 para que sea plano en una banda que es considerablemen-
te más ancha que la fluctuación de frecuencia que apa-
rece en el circuito de salida del tubo 407. Por ejemplo,
la característica del circuito 435A debe ser plana en una
5 banda de 400 kilociclos para una fluctuación de frecuen-
cia de ± 75.000 ciclos. El circuito de salida del mezola-
dor 104 debe ser plano en una banda de 800.000 ciclos de
ancho, donde el cambio de frecuencia máxima de las ondas
que aparezcan es de ± 150 kilociclos. De este modo la dis-
torsi3n de fase se mantiene a un valor muy pequeño, con lo
10 cual se reduce aún más la modulación cruzada que puede ocu-
rrir debida a las características de fase lineales del cir-
cuito. En otros términos para reducir al mínimo la modu-
lación cruzada debida a la distorsión de fase, es preferi-
ble que la fluctuación de frecuencia empleada en los cir-
15 cuitos hasta el mezclador 104 inclusive, esté bien dentro
de la porción plana de las características de frecuencia
de amplitud de los circuitos de que se trata.

Otra ventaja del sistema de modulación repre-
20 sentado en la figura 4 resulta del hecho de que, si los cá-
todos son excitados con corrientes alternas, y si los áno-
dos u otros electrodos son alimentados con corriente de
fuerza de 60 ciclos comercial, rectificadada, imperfectamen-
te filtrada, las variaciones de excitación tenderán a ha-
25 cer que los osciladores 405, 406 cambien de frecuencia en
la misma dirección. Por eso estos cambios de frecuencia
tienden a cancelarse automáticamente en el mezclador 100.

Si se desea, pueden usarse circuitos controlado-



172454

res de frecuencia automáticos en relación con el aparato de modulación de la figura 4. En tal caso, una parte de la salida que aparece en el hilo 101A, puede dividirse en frecuencia y usarse para hacer funcionar un motor reversible, accionado por turno un condensador de sintonización de uno de los osciladores 405, 406, tal como el condensador de sintonización 490 del oscilador 405, o el condensador de sintonización del circuito de placa 492 del oscilador 406. Cuybien, si se desea, ambos condensadores de sintonización pueden ser accionados por el motor de control automático de frecuencia de tal manera que se ponga el batimiento en 101A a su deseado valor medio. La forma en que varía el condensador de sintonización por las ondas divididas en frecuencia puede ser la disposición descrita en la patente de Morrison 2.250.104.

También si se quiere, y en la alternativa, puede aplicarse control automático de frecuencia a uno de los tubos de reactancia 403 o 404 heterodinizando primero una parte de la salida que aparece en el conductor 101A con ondas de un oscilador controlado por cristal y discriminando y detectando el batimiento resultante para usarlo en uno de los tubos de reactancia 403, 404 o en ambos. Este montaje puede seguir los principios y aparatos descritos en la patente de Crosby 2.279,659. O bien el control automático de frecuencia, usando parte de la salida que aparece en el conductor 101A y una conexión con los tubos de reactancia para este fin puede emplearse usando los circuitos y principios de la patente de Schae-



172454

ffer 2.274.434.

Es evidente, pues, que se derivan varias ventajas del montaje representado en la figura 4. Para una desviación de frecuencia dada, deseada en las ondas que aparecen en la línea 101, los osciladores 405, 406 solo necesitan 5 variarse en un campo relativamente pequeño. Por tanto, se obtiene extrema linealidad en esta parte del aparato. Esto es deseable, pues de otro modo las desviaciones de la linealidad producirían cantidades relativamente grandes de 10 modulación cruzada. Además, el montaje de la figura 4 compensa y reduce considerablemente el zumbido debido a las ondulaciones del suministro de fuerza del voltaje de placa y el calentamiento con corriente alterna de los cátodos de los varios tubos que intervienen.

15 En la figura 6 se representa una forma de generador de oscilaciones de alta frecuencia que puede usarse en 104 en la figura 1 y en 212 en la figura 2. La figura 6 también representa circuitos para producir modulación de frecuencia del oscilador de alta frecuencia.

20 El generador de oscilaciones de la figura 6 comprende un recipiente evacuado 600 que puede ser de vidrio o metal, y dentro del cual se contienen un cátodo calentado 601, un electrodo de pantalla representado diagramáticamente en corte en 603, un resonador de cavidad 604 y 25 un anodo metálico a modo de disco o placa receptora de electrones 605. El cátodo 601 está puesto a tierra por fuera en 602. El resonador de cavidad 604 se hace de metal y consiste en un cilindro metálico 606 que tiene bases de me-



172454

tal 607, 608. Mecánica y electricamente sujetos a las bases están los manguitos o tubos que sobresalen hacia adentro 609, 610 separados de modo que quede entre ellos una brecha 611. El tubo 600, el resonador de cavidad 604, los manguitos 609, 610 y la placa 605 se representan en sección.

De hecho el resonador de cavidad puede tener diferentes dimensiones y proporcionarse de manera distinta de como se representa en la figura 6. La distancia entre las bases 607, 608, puede ser igual o menor que el diámetro interno del cilindro 606, como se representa diagramáticamente en corte en la figura 6a. También las bases pueden estar rebordeadas hacia adentro y el resonador de cavidad puede tener la forma toroidal o de buñuelo que se representa en sección transversal en la figura 6b.

El ánodo 605 de la figura 6 se mantiene a potencial negativo del orden de -150 voltios con respecto a tierra por medio del hilo 612 conectado por medio de las resistencias 613, 614 con una fuente adecuada de potencial 615 derivada a tierra por medio del condensador de derivación 616. El resonador de cavidad 604, junto con la rejilla 603 conectada con el mismo, se mantiene a un potencial positivo del orden de +300 voltios por ejemplo, con respecto a tierra por medio del conductor 617 conectado con una fuente adecuada de potencial 618 puesta en derivación por el condensador 619.

Como resultado de la construcción anterior los electrones emitidos desde el cátodo 601 son atraídos a la



172454

porción hueca de los tubos 609 al través de la brecha 611 y pasan al través de ella y por el tubo 610. Los electrones se aproximan luego al ánodo 605, cargado negativamente solo para ser repelidos y atraídos hacia atrás por la brecha 611. De este modo, el resonador de cavidad 604 se excita de manera que se establecen en el mismo ondas de alta frecuencia a una frecuencia determinada, principalmente por el contenido cúbico del resonador de cavidad 604. La frecuencia de funcionamiento depende también en cierta medida de los voltajes aplicados a los diversos elementos de oscilador.

La energía de salida es tomada del resonador 604 por medio del conductor 620 acoplado por medio del lazo inductivo 621 con el espacio interior del resonador de cavidad 604. El conductor 620 está protegido adecuadamente por medio de los conductores coaxiales metálicos 621A, 622, puestos a tierra por fuera. El conductor de alta frecuencia 620 conduce a la antena TA de la figura 1 y la excita o a la antena retransmisora TA 214 de la figura 2, y la excita.

Cuando el oscilador de la figura 6 se usa en el montaje transmisor de la figura 1, es modulado por la salida del convertidor o mezclador 100 de las figuras 1 y 4. La salida del mezclador 100 se suministra mediante el conductor 101A al circuito anódico del ánodo 605 de la figura 6. En el caso del transmisor de la figura 1, el conductor 101A llevará una onda modulada en frecuencia de 1 megaciclo con una desviación de frecuencia máxima de ± 170 kilociclos según el ejemplo elegido.



172454

5 Las ondas del conductor 101A, figura 6, se hacen resonar en el circuito sintonizado en paralelo 623 que comprende la bobina 624, a la cual el conductor 101A está conectado en forma variable en puntos de toma 625, y el condensador 626. El circuito sintonizado 623 se ensancha por el uso de una resistencia de carga 627 conectada en shunt con el circuito. Por medio del condensador variable 628, las ondas moduladas en frecuencia que aparecen en la línea 101A, se aplican, en cantidades controlable a la placa 605. Como consecuencia, la salida del oscilador de la figura 6 que aparece en el conductor 620, es modulada en frecuencia en una medida que puede controlarse primeramente por regulación del condensador 628, y en segundo lugar por regulación de la toma 625.

15 Como el voltaje negativo aplicado al conductor 612 es alimentado al través de las resistencias 613, 614 que pueden, por vía de ejemplo, ser de valor de 22.000 y 180.000 ohmios respectivamente, se evita eficazmente el escape de las ondas que aparecen en el circuito 623 a tierra por el conductor 612.

20 Para fines de aviso y regulación una porción de las ondas de alta frecuencia suministradas mediante el condensador 628 a la placa 605 puede shuntarse por el condensador de derivación de alta frecuencia 629 al conmutador 630. Este último, en su posición de contacto superior 631, alimenta el rectificador 632 a cuya salida está conectado un aparato medidor adecuado 633. La salida rectifi-



172454

5 cada del rectificador 632 indicará el voltaje aplicado a la placa 625 y será una medida de la desviación de frecuencia en las oscilaciones engendradas por el generador de oscilaciones y suministradas a la línea de transmisión de salida 620.

10 La canal de servicio es alimentada al través del conmutador SGS de la figura 6, que corresponde al conmutador SGS de la figura 1, al través de un potenciómetro 634. Para modular el oscilador de alta frecuencia de la figura 6 con los voltajes de canal de servicio, estos últimos se suministran por la toma 635, el condensador de derivación de audiofrecuencia 636, al través de la resistencia 614 y de la resistencia 613 y el hilo 612 al ánodo 605 del generador de oscilaciones. Poniendo el conmutador 630 en la posición más baja 637, la medida de la modulación de frecuencia producida por la canal de servicio puede entonces medirse anotando la lectura en el aparato medidor M que entonces será accionado por voltajes de canal de servicio rectificadas. Para avisar auricularmente la canal de servicio se dispone un amplificador 638 y auriculares 639 como se indica.

25 Repetiremos que todos los valores de frecuencias, resistencias, voltajes etc., se dan como ilustrativos o típicos solamente y, por tanto debe entenderse claramente que todos los inventos aquí descritos con referencia a todas las figuras de los dibujos no deben limitarse a dichos valores.



172454

En la figura 6, la fuente de voltaje de calentamiento del filamento para el cátodo 601 se representa como una batería, pero la misma puede ser reemplazada por un transformador que suministra voltajes alternos adecuados al filamento para calentar el cátodo a un estado emisor de electrones. También las fuentes 618 y 615 para la cavidad y la placa puede reemplazarse por potenciómetros alimentados con corrientes comercial rectificadas de 60 ciclos. Estas corrientes alternas para excitar el filamento y la ondulación en los voltajes rectificadas pueden producir modulación en frecuencia de 60 ciclos y 120 ciclos de la salida del oscilador de la figura 6. Por tanto este zumbido aparecerá en la canal de servicio. Pero no aparecerá en la canal de alta calidad A o en las canales B a F inclusive, ya que tal modulación de baja frecuencia es filtrada eficazmente por los circuitos selectivos de dichos canales.

Esta acción de filtro continúa ya que hay una virtual separación en frecuencia entre las primeras bandas laterales importantes producidas por la subportadora en la salida del convertidor 100 y las bandas laterales producidas por la modulación de fuerza de baja frecuencia. La modulación de fuerza de baja frecuencia es producida por el suministro calentador de 60 ciclos o armónicos de 60 ciclos que representan ondulación en el suministro de fuerza rectificado. Esta indeseada modulación de baja frecuencia puede también ser producida por una indeseada vibración mecánica.



172454

5 Dabe observarse que los osciladores del tipo representado en la figura 6 son especialmente susceptibles a este tipo de baja frecuencia de modulación de frecuencia debido a la vibración mecánica o al uso de fuerza rectificada imperfectamente filtrada, o debido al uso del funcionamiento de corriente alterna de los cátodos. En detalle de mi invento es que el tipo de oscilador modulado representado en la figura 6 que es especialmente susceptible a la modulación de frecuencia debido a la fuerza rectificada imperfectamente filtrada o al uso de corriente alterna en el cátodo, puede usarse sin perturbar la señal.

15 Incidentalmente, si se desea transmitir una sola canal, por ejemplo, la canal A de alta calidad sola, el amplificador 22 de la figura 1 se podrá fuera del circuito de manera que al través de la resistencia 23 sólo se establezcan voltajes de la canal A o el amplificador 8. La canal A se regularia para producir una desviación plena de más y menos 170 kc en la salida del convertidor 100. Esta señal simplex de alta calidad podría radiarse directamente al aparato receptor de la figura 3 o retransmitirse al mismo por el aparato de la figura 2.

25 Si suponemos que la canal de alta calidad A se usa para producir una sola modulación de frecuencia esto es, para modular directamente en frecuencia la portadora radiada como se sugiere la relación de señal a ruido en comparación con un sistema de modulación de amplitud correspondiente será igual a la raíz cuadrada de 3 multipli-



172452

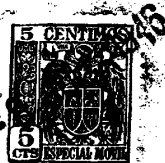
cada por la relación de desviación. En este caso será

$$\sqrt{\frac{3 \times 1.000.000}{10.000}} = 173. \text{ Esto presupone, por supuesto,}$$

que no hay modulación de frecuencia dispersa o lo que podría llamarse la modulación de frecuencia producida por el funcionamiento en corriente alterna de los filamentos y producida por la ondulación en el suministro de fuerza.

Si se usa un sistema de modulación de doble frecuencia como el representado en la figura 1, en el cual la canal de alta calidad se usa para modular en frecuencia la salida del convertidor 100, y ésta a su vez para modular en frecuencia la salida del transmisor 104, he descubierto que la mejora de señal a ruido en el sistema de modulación de amplitud previamente mencionada es igual a $1.23 \times R_1 \times R_2$, donde R_1 es la relación de desviación en la salida del convertidor 100 y R_2 es la relación de desviación en la salida del transmisor de alta frecuencia. Por tanto, si la canal A de la figura 1 se usa exclusivamente y las canales B a F inclusive se quitan del circuito, y suponiendo que la canal A produce la plena modulación de frecuencia de más y menos 170 kilociclos en la salida de sub-portadora del convertidor 100 y que esta subportadora se usa para producir una desviación de 1,17 mc en la salida del transmisor 104, la relación señal a ruido será $1.23 \times \frac{170.000}{10.000} \times \frac{1.000.000}{1.000.000} = 21$ aproximadamente. Por tanto, el sistema de modulación de doble frecuencia es inferior al sistema

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

de modulación de frecuencia única por cuanto se refiere al ruido extraño disminuido y a las perturbaciones naturales.

5 Sin embargo, como antes se ha dicho, con osciladores del tipo representado en la figura 6 que son susceptibles a indeseable modulación de frecuencia del suministro de fuerza, esta desventaja se compensa, por lo menos en parte. De gran importancia, ~~si como~~ aquí se ha dicho el uso de la modulación de doble frecuencia ofrece
10 ventajas en un sistema que emplea un número de estaciones repetidoras o transmisoras. Esta ventaja se expone después más ampliamente en relación con la descripción detallada de la figura 8, compuesta de las figuras 8a y 8b que representan los amplificadores y limitadores de
15 frecuencia intermedia y el discriminador-detector 206, 208 de la estación retransmisora de la figura 2 y también el amplificador y limitador 210.

La frecuencia de funcionamiento del oscilador de la figura 6 es determinada por las dimensiones del
20 resonador 604, y puede controlarse ofreciendo medios adecuados accionados desde el exterior para alabear los lados del resonador de cavidad 604 con el fin de cambiar su volumen interior. Además la frecuencia puede también controlarse regulando los voltajes aplicados a los
25 electrodos del oscilador.

La figura 7 representa en mayor detalle el aparato oscilador-convertidor de batimiento designado esquemáticamente en 202 y 204 de la figura 2, y también en la



172454

5 posición 304 302 en la combinación de oscilador conver-
tidor de batimientos de la figura 3. Es decir que la
antena receptora RA200 de la figura 2 o RA300 de la fi-
gura 3 está conectada con la línea de transmisión 700 de
la figura 7. La línea 700 está provista de un escudo
metálico por fuera 702 puesta a tierra en 704. También
la línea transmisora 700 se termina por una lazo conduc-
tivo 705 estabilizando así el acoplamiento dentro del re-
sonador de cavidad 706. Si se quiere, la línea de trans-
misión, 700, 702, puede reemplazarse por una caída o guía
de onda.

15 El resonador de cavidad 706 es de metal y de
forma cilíndrica. Extendiéndose dentro del resonador
706 y conectada con una de sus bases está la sección
de línea cilíndrica 790 cuya base 791 está contigua y
espaciada de la base circular/metálica 792 sostenida por
el fuelle metálico 711. La sección de línea 790 se sin-
toniza por medio de este fuelle metálico cilíndrico 711
que tiene, como se indica, paredes laterales arrugadas
20 elásticamente. Por medio del perno 714 y de la tuerca
715, la capacidad entre las placas 791 y 792 se regula
por ser también el volumen o contenido cúbico interno del
resonador. Con preferencia la sección de línea 790 es
aproximadamente de $1/4$ de longitud de onda de largo, aquí
25 como de $3/4$ de pulgada. Esta sección de línea se sinto-
niza regulando la placa 792 a la frecuencia de las ondas
recibidas y suministradas en 705. Un detector de cristal
708 va montado como se representa con un borne 795 en con-



172454

tacto eléctrico con 706 y su otro borne 796 sobresalien-
do por la abertura 797 en la sección de línea cilíndrica
790. El borne 796 está conectado con el conductor o lí-
nea 710. Como resultado de esto, el detector de cris-
5 tal rectifica las ondas suministradas en 705 y 718 y su-
ministra a la línea 710 la frecuencia diferencial resul-
tante de unos 30 mc.

El resonador de cavidad 706 es también alimen-
tado con oscilaciones de alta frecuencia por medio de
10 una placa de extremo de capacidad 718 sujeta a una sec-
ción descubierta de la línea de transmisión 720 que sobre-
sale dentro del resonador. La línea 720 es excitada por
un oscilador de alta frecuencia controlada en frecuencia
automáticamente y que funciona en las inmediaciones de
15 3.030 megaciclos o 2.070 megaciclos. El oscilador se
describirá después más detalladamente.

La frecuencia de batimientos se suministra por
la línea 710 protegida por el conductor exterior 712 al
primario 716 acoplado con una bobina secundaria 726 sin-
20 tonizada por el condensador 728. La salida del circuito
sintonizado 726, 728 es suministrada por la línea 732 al
primer paso de los amplificadores y limitadores de fre-
cuencia intermedia 206 de la figura 2 o 306 de la figura
3. Los amplificadores y limitadores de frecuencia interme-
25 dia se describirán más detalladamente en relación con la
figura 8.

El oscilador de alta frecuencia 738 de la figu-
ra 7 que funciona en las inmediaciones de 2.070 megaciclos



172454

o 3.030 megaciclos es similar en todos los detalles esenciales al oscilador de alta frecuencia 600 de la figura 6.

5 En la figura 7, el oscilador comprende un recipiente evacuado 738, un cátodo 734, puesto a tierra en 736, una placa con tensión negativa 756, un resonador de cavidad 742 cargado positivamente y una rejilla 744 conectada con el resonador. El resonador 742, visto en sección, es de forma cilíndrica y de metal. El resonador tiene bases 752, 754 que están perforadas y a las
10 cuales se sujetan los tubos metálicos huecos 746, 750. Los tubos están separados en un punto intermedio para ofrecer una brecha 748. De manera análoga a la explicada en relación con la figura 6, se establecen oscilaciones
15 en el resonador de cavidad 742 de la figura 7, y se deriva salida de ondas del lazo inductivo 740 acoplado con el espacio de dentro del resonador de cavidad 742.

La superficie externa del resonador de cavidad 706 está a tierra en 704 como se indica.

20 Eligiendo debidamente las dimensiones del resonador de cavidad 742 y regulando adecuadamente los voltajes de tubo, puede obtenerse oscilación a una frecuencia deseada. Como antes se ha dicho, por medios externos adecuados la forma del resonador 742 puede alabearse para
25 cambiar su contenido cúbico y por tanto su frecuencia de funcionamiento. O bien, si se desea puede disponerse para 742 una regulación de fuelle metálico, como el previsto para el resonador de cavidad 706, pero en este caso,



172454

por supuesto, el recipiente 738 debe estar hermética-
mente cerrado al resonador 742 de manera que una por-
ción de su superficie externa que contiene y soporta
de otro modo la estructura de fuelle metálico queda ex-
puesta para la regulación exterior.

La salida que aparece en el circuito sintoni-
zado 726, 728 sería, en el ejemplo elegido, una onda como
se indica en las figuras 2 y 3 con una media frecuencia
de 30 megaciclos y una desviación de frecuencia máxima
de ± 1.0 megaciclos. Esta onda se suministra a los pa-
sos de frecuencia intermedia amplificadores, limitado-
res y de discriminador-detector, como se explicará más
detalladamente en relación con la figura 8.

Las figuras 7a y 7b muestran en mayor detalle
un montaje de aparatos que he empleado para el oscila-
dor 738 y el sistema mezclador y detector 706 de la figu-
ra 7. Se observará que iguales números se refieren a
partes iguales en dichas figuras. La figura 7a es una
vista en planta del oscilador 738, y el aparato de mezcla
y detección 706, mostrándose este último en corte para que
se comprenda más claramente el aparato. La figura 7b es
una vista del aparato de la figura 7a mirando contra el
plano B-B como se indica.

En la figura 7a se emplea el tornillo ó perno
de regulación A700 para regular el volumen del resonador
de cavidad dentro del tubo y por tanto la frecuencia del
funcionamiento.

Aflojando el perno A702 la ménsula A704 puede



172454

5 moverse a lo largo del soporte a tierra A706 para controlar la posición del conductor 720 y la placa de capacidad 718 dentro de la caja cilíndrica 706. De este modo puede regularse el acoplamiento del oscilador 733 con la sección de línea 790 y también con el espacio de dentro del cilindro 706.

10 El detector de cristal 708 tiene su borne superior conectado con el conductor 710 que corresponde al conductor interno 710 de la figura 7. Esta conexión se hace por guía del contacto de resorte A710 que toca con los bornes superiores del cristal 708 y está sostenido en forma aislada sobre la base del cilindro metálico 706 al través del cual pasa. El borne de fuerza del cristal 708 está en contacto directo con el cilindro a tierra 706.

15 Como se ve en la figura 7b, el conducto de antena 700 dentro del conducto exterior a tierra 702 se mantiene dentro de la grapa asegurada A720 que está bloqueada contra el conductor externo 702 por regulación de la tuerca A722. Se observará que el conductor interno 700 forma lazo con 705 y está soldado o sujeto de otro modo y conectado directamente al conductor externo 702. Por tanto, moviendo sencillamente el conductor externo 702 a la derecha o a la izquierda, como se ve en la figura 7b puede regularse el acoplamiento de antena. Se observará que
20 el lazo de acoplamiento de antena penetra en el cilindro 706 virtualmente en ángulo recto con la posición del conductor 720 que establece comunicación con el oscilador de alta frecuencia 738.



172454

Las porciones restantes de las figuras 7a y 7b se cree que se aplican por sí mismas a la luz de la descripción dada en relación con el diagrama esquemático de la figura 7.

5 El detector discriminador se representa diagramáticamente en 208 en la figura 7 y al través de sus bornes de salida están conectadas las resistencias 782, 783, que, como se explicará después más detalladamente
10 suministran voltajes de control automático de frecuencia. Estos voltajes puede luego usarse para controlar la frecuencia del oscilador 738 de manera que se mantengan las ondas de frecuencia de batimiento dentro de la banda de paso de los pasos amplificador y limitador de frecuencia intermedia 206 de la figura 2 ó 306 de la figura 3.
15

El circuito controlador de frecuencia, para el oscilador 738, del cual se derivan los voltajes de control automático de frecuencia, se representa esquemáticamente en la figura 7 en conexión con el tubo de vacío 760. Más especialmente, una fuente de voltaje 765 está conectada al través de los conductores o bornes 776, 778 y estos bornes están conectados con un potenciómetro 774. Regulando debidamente la toma 772 del potenciómetro 774 y por la debida elección de valores
20 de otros elementos del circuito, el paso de corriente al través del tubo 760, o la conductividad del mismo que tiene el ánodo 762, la rejilla 764 y el cátodo 768 puede controlarse de manera que el voltaje aplicado al través del
25



172454

conductor 758 sobre la placa 756 sea del valor deseado, por ejemplo -150 voltios. Como se indica, el circuito de placa del tubo 760 se vuelve a tierra al través de una resistencia 761 shuntada por el condensador 792A y al través de la conexión de tierra 763 a la fuente de potenciales 765. Debe, pues, ser evidente que los voltajes de control automático de frecuencia que aparecen al través de las resistencias 782 y 784 variarán el paso de corriente por el tubo 760 y por tanto su resistencia efectiva. Por tanto, el voltaje del conductor 758 variará de manera que controle el oscilador en la dirección que volverá las frecuencias de batimiento que aparecen en 726, 728, a la banda de paso de frecuencia intermedia deseada del sistema IFA206 de la figura 2 o 306 de la figura 3.

La figura 8, compuesta de las figuras 8a y 8b es un diagrama más detallado del amplificador de frecuencia intermedia, discriminador-detector y limitador amplificador 206, 208 y 210 de la figura 2. La figura 8 representa también en forma de diagrama de conexiones el aparato contenido dentro de los rectángulos 306, 308, y 310 de la figura 3. La figura 8c ilustra las características y el campo de funcionamiento de los circuitos 814 y 816 de la figura 8b.

Esto es, que como antes se ha dicho, la salida del convertidor 202 de la figura 2 o 302 de la figura 3 es una onda de frecuencia intermedia, tal como 30 megaciclos, que tiene una desviación de ± 1.0 megaciclos.



172454

5 Este onda de frecuencia intermedia, como antes se ha explicado en relación con las figuras 2, 3 y 7 es suministrada al través del primario del transformador 716 al través del secundario 726 sintonizado por el condensador 728, estando el borne inferior del circuito sintonizado, puesto a tierra para las corrientes de alta frecuencia por medio de un condensador de derivación 730.

10 Como se indica en la figura 8a, la salida del circuito sintonizado 726, 728 se suministra al través del tubo conductor 732 al tubo amplificador 800 que forma parte del primer paso amplificador del amplificador de frecuencia intermedia. La salida del tubo 800 se suministra al través de circuitos 802, debidamente sintonizados al segundo tubo amplificador 804. La salida del amplificador 15 804 se suministra al través de los circuitos sintonizados 806 a los amplificadores y limitadores 808 y 810. Para asegurar la acción limitadora en los tubos 808 y 810 uno de ellos o los dos pueden hacerse funcionar con voltaje de placa reducido. La salida del limitador 810 se 20 suministra a un circuito, 812 sintonizado a la mitad de la frecuencia intermedia y para el caso descrito anteriormente, a 30 megaciclos. El circuito 812 excita el sistema de discriminador-detector que comprende los circuitos sintonizados 814, 816 que tienen las características representadas en la figura 8c y el detector de doble diodo 818. Los 25 circuitos 814 y 816 están sintonizados, como se indica, de manera que tengan características resonantes que se solapan. Se observará, examinando la figura 8c, que el primer



172454

discriminador-detectoryfunciona a alta sensibilidad ya que la oscilación de frecuencia de las ondas de F.I se extienden desde puntos resonantes de pico a pico de los circuitos 816 y 814. Aunque esto representa el funcionamiento en partes relativamente no lineales de las curvas características, como se ha explicado más arriba esto no dará por resultado ninguna distorsión o modulación cruzada seria de las ondas de señales últimas. Los picos de estas características, pueden, pues estar separados por una extensión igual o mayor que la banda de frecuencias de señales suministradas al través de los pasos de amplificación o limitación de frecuencia intermedia 800 a 810 inclusive. Esto es, los picos están separados por más de 2.34 megaciclos.

La salida del sistema de discriminador-detecto-
tor 814, 816 y 818 aparece al través de las resistencias 782, 784, shuntada por condensadores de derivación de alta frecuencia 820, 822, y suministrada al través del circuito sintonizado 824 ensanchado por la resistencia de carga 826, a la rejilla de control del amplificador 828. El circuito 824 está sintonizado para tener una media frecuencia de 1 megaciclo, correspondiendo a la media frecuencia de la salida del discriminador-detecto-
tor 208, y esto corresponde a la frecuencia media de la salida del convertidor 100 de la figura 1. El condensador 830 es de tal valor que deja pasar las ondas de 1 megaciclo más y menos desviación de 170 kilociclos, pero virtualmente impide o bloquea de otro modo las frecuencias de la canal de



172454

servicio 30 de la figura 1. Las frecuencias de canal de servicio son, pues, suministradas al través del conductor 832, la resistencia 786 y el condensador 836 al audioamplificador 834 en cuya salida se dispone una clavija de aviso adecuada 840. También se dispone una cuerda de trozos o conductor 842 provista de tomas adecuadas con la resistencia de placa 843 en caso de que se desee modular el oscilador de alta frecuencia 812 en el punto de retransmisión con la canal de servicio para la retransmisión a la estación siguiente tanto si la misma es otro punto de retransmisión como si es una estación receptora terminal. El método de inyectar la canal de servicio para fines de modulación del oscilador de alta frecuencia tal como 212, se ha explicado ya en detalle en relación con el aparato SCS 634, 635 etc, representado en la figura 6 y por tanto no se considera necesaria ulterior explicación de la inyección.

La salida de frecuencia de sub-portadora del amplificador 828 (figura 8) se suministra al través del circuito sintonizado 844, del amplificador limitador 845, el circuito sintonizado 846, el amplificador limitador 847, el circuito sintonizado 848, el condensador de derivación 849 y la línea de transmisión 850, al oscilador modulado en frecuencia 212 de la figura 2. Este oscilador, como antes se ha explicado, es idéntico en todos los detalles esenciales al oscilador de la figura 6, y se observará que el conductor 850 de la figura 8 corresponderá, pues, funcionalmente con el conductor 101A de la figura 6. Se apreciará,



5 supuesto que los circuitos 844, 846 y 848 de la figura 8 están sintonizados a la frecuencia sub-portadora resultante de la acción del primer discriminador-detector de 804, 818 en los puntos de retransmisión o recepción. Por tanto, si se usan en un punto de retransmisión, como se representa en la figura 2, estos circuitos se sintonizarán a 1 megaciclo y se diseñarán para que sean lo bastante anchos para dejar pasar una banda de frecuencia de más

10 Debe observarse que una porción de la salida del montaje de discriminador-detector 814, 816, 818 de la figura 8 se emplea para el control de frecuencia automática del primer oscilador de batimiento 204 de la figura 2 o 304 de la figura 3, para mantener la salida de frecuencia de batimiento del convertidor 202 de la figura 2 o 302 de la figura 3, dentro de la banda de derivación del amplificador de frecuencia intermedia 206 de la figura 2 o 306 de la figura 3. Es decir, que una parte de la salida del detector 818 de la figura 8 se suministra por el

15 hilo 832, la resistencia 786 y la resistencia 790 a la rejilla 764 del tubo 760. La resistencia 790 y el condensador 792, este último conectado entre la rejilla 764 y tierra se eligen de manera que tengan una constante de tiempo, lo suficientemente fija para suprimir virtualmente las rápidas variaciones de voltaje debidas a las frecuencias de modulación de la canal de servicio. Las variaciones más lentas de voltaje representativas de cambio de frecuencias son

20 suministradas a la rejilla 764 para aumentar o disminuir la

25



172454

conductividad de la misma. Por tanto, el voltaje del conductor 758 varía de tal manera que controla automáticamente en frecuencia el primer oscilador de batimientos 202 en los puntos de retransmisión o 302 en los puntos receptores terminales, como se explica más detalladamente y en mayor detalle ~~en la figura 7~~ en relación con la figura 7.

Si por cualquier razón fallara la frecuencia intermedia de 1 megaciclo del montaje de la figura 8, se observará que fallara también el voltaje de ~~ccc~~ establecido al través de la resistencia 860 en el circuito de rejilla del tubo limitador 845 por la señal normal. Por tanto el voltaje negativo en el conductor 861 caerá a aproximadamente cero. Como consecuencia, la tensión de rejilla negativa normal en la rejilla 862 del tubo 863 caerá a aproximadamente cero, y este tubo conducirá corriente de placa al través de la placa 864, el conductor 865, la resistencia 866 el conductor 867 la bobina de relays 868, poniendo así eficazmente a tierra el punto 869. En otros términos, el punto 869 se pondrá efectivamente al potencial del cátodo 870 del tubo 863.

Como resultado, el oscilador 871 previamente bloqueado por aplicación al potencial positivo derivado del punto 869 a su rejilla 872, entrará en oscilación y producirá oscilaciones de una frecuencia determinada por la sintonización de su circuito de rejilla 873 que con preferencia se sintoniza a cierta frecuencia en la banda de peso de frecuencia intermedia, tal como, por ejemplo,

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

1.1 megaciclos. Una parte de la salida del oscilador 781 se suministra al través del hilo 874 a un punto 875 del circuito sintonizado 824. El voltaje establecido al través del circuito 824 por ondas del oscilador local 871 se regula de manera que sea de amplitud mucho menor que las señales de frecuencia intermedia normal que pasan por el sistema, como resultado de lo cual el voltaje de corriente continua establecido en 860, en el retorno de rejilla para el tubo 845 no es lo bastante grande para desconectar el oscilador local 871. Por tanto, cuando las señales transmitidas dejan de pasar, midiendo esta frecuencia intermedia en algún punto posterior del sistema, se sabrá que ha ocurrido un fallo antes de dicho punto particular en el sistema empleando un oscilador tal como 871 sintonizado e regulado de otro modo para producir una frecuencia de 1.100.000 ciclos. Hay otra ventaja en este montaje además de su función indicadora de fallos. Si falla la frecuencia intermedia de señales de 1 megaciclo se verá que el nivel de ruidos tiende a subir bruscamente. La presencia de la onda inyectada desde dichos osciladores como 871 de la figura 8, reducirá o sofocará de otro modo este aumento en el voltaje de ruido.

También para indicar el fallo de la señal de frecuencia intermedia, el relai 868 puede usarse para cerrar el contacto 870A que completa un circuito desde una fuente de potencial 879 a un timbre de alarma 880 y una luz indicadora 881. Si se quiere, el contacto 870A puede emplearse para hacer funcionar un dispositivo de clave a su vez



172454

5 empleado para afinar un tono que puede suministrarse a la canal de servicio o estar conectado permanentemente con la misma, de manera que dé una indicación interior con arreglo a la clave particular y a la frecuencia de tono empleada del punto en que ha ocurrido la interrupción.

10 La figura 9 representa en mayor detalle el oscilador 313 y el aparato convertidor amplificador 311 de la figura 3. Se recordará que la salida del amplificador de frecuencia intermedia 310 es una onda de una frecuencia media de 1 megaciclo. Esta frecuencia se eleva a una frecuencia tal como de 13 megaciclos, accionando el oscilador 313 a 12 megaciclos. De este modo, el porcentaje de desviación de las ondas antes de la acción del
15 segundo discriminador-detector se reduce, y los circuitos del segundo discriminador 312 pueden diseñarse más fácilmente para que tengan una acción detectora discriminadora lineal para la oscilación de frecuencia de que se trata.

20 La salida del amplificador y limitador 310 de la figura 3 se suministra al través del conductor interno 850 de una línea de transmisión concéntrica correspondiente al conductor de salida 850 de la figura 8, al sistema transformador de entrada protegido 900 de la figura
25 9. El secundario 902 excita las rejillas de control de los tubos de convertidor push-pull 902-906 en oposición de fase con las ondas de frecuencia intermedia que tiene una frecuencia media de 1 megaciclo.



172454

5 El generador de oscilaciones locales 908 está provisto de un circuito de rejilla sintonizado 910 y de una bobina de retroalimentación 912 para producir oscilaciones de, por ejemplo, 12 megaciclos. Las oscilaciones engendradas localmente se suministran al través de un conductor 914 en push-pull o en paralelo a las rejillas de control de los tubos de convertidor 904, 906. Las placas de los tubos 904, 906 están conectadas con lados opuestos del circuito sintonizado 916 que lo está a la frecuencia de suma, esto es, a una frecuencia media de 13 megaciclos.

10 Los condensadores 901 y 903 se hacen variables de manera que por regulación las oscilaciones del oscilador 908 pueden anularse o suprimirse totalmente en el circuito 916. Una manera más conveniente de realizar esto, según ha descubierto, es emplear un potenciómetro de retorno de cátodo variable 905. Regulando la amplificación del tubo 906 por regulación de la toma en el potenciómetro de resistencia 905 puede obtenerse rápidamente la compensación de las oscilaciones de 908 en el circuito 916.

15 Por supuesto, si se desea, las dos regulaciones pueden usarse para eliminar la onda engendrada localmente del circuito 916.

20 Este circuito es ensanchado por una resistencia 918 de manera que tenga una característica de amplitud-frecuencia virtualmente plana en la banda de frecuencias a transmitir, o sea, 13 megaciclos más y menos 170 kilociclos. La banda de frecuencias se suministra al través del



172454

circuito sintonizado 920 al amplificador y limitador 922, y luego al través de otros circuitos de acoplamiento sintonizados 924, 926, al tubo amplificador y limitador 928.

La salida del limitador 928 se suministra a un
5 circuito discriminador 930 conectado con un detector de diodo 932. El discriminador-detector 930, 932 de la figura 9 representa el aparato dentro del rectángulo 312 de la figura 3, apareciendo la salida del discriminador-detector, como se indica en las dos figuras 3 y 9 en la
10 línea de transmisión de salida 313. Debe ser claro, pues, que la salida de la línea de transmisión 313 de la figura 9 será la banda moduladora de frecuencias que ocupa el campo de 30 a 48.000 ciclos correspondiendo a las canales de A a F inclusive de la figura 1.

15 La canal de servicio de la figura 3 había sido previamente tomada al través del amplificador y el filtro conectados con la salida del primer discriminador-detector 308, dejando este filtro pasar la banda de cero a 5.000 ciclos y alimentando la cuerda de trozos de la
20 canal de servicios local SLR de la figura 3 que es similar en todos los detalles esenciales al conductor de canal de servicio 842 de la figura 8.

Volviendo a la figura 9, el sistema discriminador-detector 930-932 correspondiente al 312 de la figura
25 3 se compone de un circuito sintonizado primario 934 compuesto de una bobina 936 y un condensador 938. El circuito sintonizado 934 se sintoniza para tener una característica similar a los circuitos sintonizados 916, 920 etc.



172454

antes mencionados. El borne inferior de la bobina 936 está conectado al través de un condensador de derivación 940 con un punto 942 intermedio entre los enrollamientos secundarios 944 y 946. Estos últimos son sintonizados por los condensadores 948 y 950 y también por los núcleos de hierro regulables 952 y 954. El circuito sintonizado 944 y 948 lo está a una frecuencia que se encuentra muy apartada de un lado de la banda de frecuencia a intermedia que se le suministra, como se ve en la figura 9a, y el circuito 946, 950 está sintonizado simétricamente a una frecuencia que está muy apartada del lado opuesto de la banda de frecuencia intermedia suministrada al través del tubo amplificador-limitador 928. Los picos resonantes de los circuitos sintonizados están separados en frecuencia, como se ve en la figura 9a, de manera que la diferencia de frecuencia entre ellos es muchas veces mayor que la banda de frecuencias que pasa por el sistema amplificador y limitador 922, 928. Así, como se indica en la figura 4c, la anchura de banda de admitancia del discriminador, que convierte las variaciones de frecuencia en las ondas suministradas al través del tubo 928 a los cambios de amplitud antes de la detección en el detector 932 es del orden de cinco veces la de la anchura de banda ocupada por las ondas moduladas en frecuencia.

Como resultado, de esto hay, por supuesto, una pérdida de sensibilidad. Esta pérdida se tolera para obtener la falta de distorsión y de modulación cruzada conseguida por el funcionamiento en una porción pequeña y muy



172454

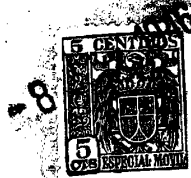
lineal de la característica del discriminador. También
la pérdida aparente de sensibilidad o fuerza de señales
puede recuperarse usando una amplificación adecuada en
los amplificadores de frecuencia de señales que siguen
5 al segundo discriminador-desmodulador de frecuencia 930-
932 de la figura 9.

Para corregir o desacentuar la banda de fre-
cuencias de señales que aparecen en el borne 313 previa-
mente acentuadas por la red de acentuación previa PN de
10 la figura 4, se dispone una red desacentuadora como se
ve en la figura 9, que comprende una resistencia 966 y
el condensador 966A;

A la resistencia 966 se le puede dar
un valor de 40.000 a 50.000 ohmios y al condensador 966A
15 una capacidad de 100 a 200 micromicrofaradios.

Cualesquiera cambios de amplitud en las ondas
suministradas al circuito de entrada 934 del sistema dis-
criminador son, pues, compensados en las resistencias de
carga de salida 960-962, que están conectadas por el hi-
20 lo 964 y la resistencia 966 para ofrecer una salida de un
solo extremo para la línea de transmisión 313.

Debe observarse que, salvo las frecuencias emplea-
das, los moduladores de la figura 1, tales como 12B y el
oscilador local 10B pueden hacerse idénticos en todos los
25 detalles esenciales con el sistema de convertidor de la
figura 9 representado por el tubo de oscilador 908 y los



172454

5
10
15
tubos de convertidor 904, 906. En este caso, la entrada de push-pull al través de circuitos como el 902 serían, las canales de voz de baja calidad B a F, indicadas en la figura 1, y los osciladores 908 se sintonizarían a las frecuencias del oscilador 10B a 10F inclusive representados en las figuras 1. Análogamente, los convertidores de desmodulación 66 a 74 inclusive y sus osciladores asociados 67 a 75 inclusive, de la figura 3 pueden emplear circuitos como los descritos en relación con el tubo de oscilador 908 y los tubos de convertidor 904, 906 de la figura 9. En este caso, la entrada a los tubos convertidores 904, 906 sería, por ejemplo, la entrada de 12 a 16 kilociclos para la canal B y la sintonización correspondiente para el oscilador 908 será de 16 kilociclos.

20
Por consiguiente, la flexibilidad de muchas porciones del aparato incluido en el sistema descrito debe ser evidente. Se observará también que el sistema puede conectarse con las actuales líneas telefónicas comerciales que pueden portar las bandas de frecuencias representadas por las canales A a F inclusive de las figuras 1 y 3.

25
Es preferible emplear sistemas de antena altamente directivos ya que, en vista de las longitudes de onda cortas empleadas no serán indebidamente grandes. Empleando, por ejemplo, estructuras directivas parabólicas para asegurar la directividad tanto en la antena transmisora como en la receptora y si sólo se radia una fracción de vatio, se obtendrá una amplificación de fuerza equivalen-



172454

te a muchos kilovatios, radiados y recibidos no directamente.

5 Un sistema típico de antena de onda corta que puede usarse como una cualquiera de las antenas diagramáticamente ilustradas en las figuras 1, 2 y 3 es el que se representa en la figura 10. La línea de transmisión a la antena consta de un conductor interno hueco 1.000 que tiene un conductor externo a tierra 1002. La conexión con un transmisor receptor puede hacerse en el punto de conexión de clavija y casquillo 1004.

10 Un reflector metálico parabólico 1006 puede mantenerse en su sitio como se indica por una tuerca 1008.

15 La antena consiste en un elemento de bipolo 1010 atornillado en el conductor interno 1000. El elemento de antena cooperante 1012 está soldado o sujeto mecánica o eléctricamente de otro modo al conductor externo a tierra 1002.

20 Un disco o placa circular metálico 1020 se conecta como se representa con el extremo lejano de la línea de transmisión 1002. El reflector parabólico metálico 1006 y el montaje de bipolo 1001, 1002 están encerrados dentro de una cubierta plástica impermeable 1022.

25 Cuando el sistema de la figura 10 se usa para transmitir, la radiación del montaje de bipolo 1001, 1002, choca contra el disco o placa 1020 desde el cual las ondas se reflejan contra el reflector parabólico 1006. Esta último, a su vez, radia por reflexión un rayo de ondas



172454

de radio altamente concentrado. Para la recepción tiene lugar una acción virtualmente opuesta concentrándose las ondas recibidas contra la antena 1011, 1012 por la acción del reflector parabólico 1006 y del disco metálico 1020.

5 Si se desea, una o más canales H a F inclusive pueden hacerse como canales de voz de alta calidad en los cuales el límite superior puede hacerse de 10000 a 15.000 ciclos según se desee. En este caso, por supuesto, las subportadoras usadas en puntos tales como 10E, 10C etc. 10 aumentarían de manera que llevaran los canales de alta calidad suministradas a sus respectivos moduladores.

Al establecer el sistema puede ser deseable tener cierta medida de las relaciones de señal ruido de las diversas canales en comparación con la modulación de amplitud. Se usará la modulación de amplitud sencilla como módulo de comparación ya que los factores que intervienen en la relación de señal a ruido en la modulación y desmodulación de amplitud son bien conocidos. El ruido considerado y mencionado aquí es ruido eventual tal como ruido de tubo y de circuito. Además se supondrá que la señal estará en cada caso por encima del valor de umbral del ruido.

25 Considerando la transmisión directa desde un punto transmisor a un receptor y suponiendo la misma anchura de banda de frecuencia de modulación, la mejora de la relación señal ruido de la modulación de frecuencia sobre la modulación de amplitud se sabe que es igual a la raíz cuadrada de tres multiplicado por la oscilación de frecuencia



172454

dividida por la frecuencia de modulación máxima o, en otros términos igual a la raíz cuadrada de tres multiplicado por la proporción de desviación.

5 He descubierto que para el sistema de la figura 1 la mejora que puede esperarse de la canal A es igual a 1.23 veces R_1 , R_2 , donde R_1 es la relación de desviación en la salida del convertidor 100 y R_2 es la proporción de desviación en las ondas radiadas desde la antena transmisora TA. Esta expresión de la mejora de la canal A en comparación con un sistema de modulación de amplitud de una sola canal que tenga la misma respuesta de frecuencia que la canal A y con una modulación de 100%.

10 También he descubierto que cada una de las canales restantes B, C, D, E y F, tienen factores de mejora sobre la modulación de amplitud, arriba mencionada igual a 707 R_1 R_2 , donde R_1 es la relación de desviación en la salida del convertidor 101 y R_2 la relación de desviación en la salida de onda del transmisor de alta frecuencia 104.

20 La diferencia en los factores de mejora es debida al hecho de que la canal A tiene una característica de ruido virtualmente triangular, al paso que las canales B a F inclusive tienen cada una un espectro de ruido que es de forma aproximadamente rectangular.

25 Como se ha explicado previamente, el sistema aquí descrito ofrece considerables ventajas en cuanto a la reducción al mínimo de la modulación cruzada debido a la distorsión de fase. También, como antes se ha explicado es

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

importante resolver este problema especialmente en el caso de un sistema que emplea un gran número de puntos de retransmisión.

5 La modulación cruzada debida a la distorsión de fase pueda además reducirse de las maneras siguientes:

10 A.- Usando transformadores de circuito acoplados entre pasos, en lugar de los circuitos sueltos sintonizados para los amplificadores de 1.0 mc, y regulando a la máxima planicie de la característica de fase estos transformadores de circuito acoplados la modulación cruzada puede disminuirse aún más en tanto como de 10 a 1. Más específicamente, los circuitos sintonizados 824, 844 y 846 de la figura 8B puede, para este efecto ser
15 reemplazados por pares de circuitos sintonizados paralelos acoplados inductivamente. Estos circuitos sintonizados pueden shuntarse, si se quiere, por resistencias de ensanchamiento tales como 826 de la figura 8B. La regulación a la planicie máxima se obtiene regulando el acoplamiento entre los circuitos sintonizados paralelos. En
20 el caso de circuitos acoplados 844 de la figura 8B y del circuito sintonizado paralelo 624, 626 de la figura 6, este acoplamiento óptimo en cuanto interviene características de fase lineal puede obtenerse por la adecuada regulación de la toma 625 en la bobina 624 y por la regulación
25 adecuada del condensador de acoplamiento 849.

B.- Usando anchuras de bandas más anchas en los circuitos de subportadora de 1.0 megaciclos, tales como un



172454

5 circuito 623 de la figura 6 y los circuitos 824, 844 y 846 de la figura 8b, pueden obtenerse características de fase más lineales que den por resultado una ulterior reducción de la modulación cruzada debida a la distorsión de fase. A riesgo de alguna repetición, por característica de fase de un circuito sintonizado se entiende la característica obtenida trazando el cambio de fase producido por el circuito contra la frecuencia fuera de la frecuencia de resonancia del circuito.

10 C.- Por lo que se ha dicho debe ser evidente que empleando menos desviación por la canal puede conseguirse un funcionamiento más lineal en cuanto se refiere a la característica de fase. Así, con referencia a la figura 1, la entrada en 24 para cada una de las canales
15 A a F inclusive puede regularse a un valor menor, de manera que la desviación en la salida del convertidor 100 sea menor de ± 170 ko. para un estado en que todas las canales son instantáneamente aditivas.

20 D.- Finalmente, por inserción de circuitos con características de fase de una curvatura opuesta tal que corrija la característica de fase totales del sistema, puede disminuirse más la distorsión de fase. Estas redes, pueden intercalarse, por ejemplo, en una de cada 10 esta-
25 ciones retransmisoras en una larga cadena de retransmisoras de radio, cada una de las cuales puede construirse según las líneas de la figura 2. Así, hasta cierto punto de retransmisión, el sistema puede tener una característica de fase general de forma generalmente cóncava. Luego, en



172454

5 el siguiente punto de retransmisión puede introducirse un circuito de corrección o compensación entre el limitador-amplificador 210 y el oscilador modulado en frecuencia 212 de la figura 2. Este circuito de corrección se hace que introduzca una característica de fase de curvatura opuesta, que, para el caso supuesto sería convexa. Más específicamente, con referencia a las figuras 8b y 6, el circuito de corrección se introduciría entre la línea de transmisión 101A y la toma 625 de la figura 6. Este

10 circuito de corrección puede tener la forma de un amplificador con una pluralidad de pasos de amplificación de tubo de vacío. Los circuitos y el acoplamiento entre los pasos deben diseñarse para dar la deseada característica de fase de compensación o corrección. Debe observarse, que

15 esta red inserta, no necesita emplearse para amplificación a no ser que esta acción se desee sino que, como se ha explicado se empleará principalmente para asegurar la inserción de una deseada característica de fase de compensación.

20 Esta solicitud que corresponde a la presentada en los Estados Unidos de América el 6 de Febrero de 1945 bajo el número 576.453 se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto de Propiedad Industrial.



142454

172454

- o - N O T A - o -

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente de Invención en España por VEINTE años son los siguientes:

5 1º.- Un sistema de comunicación de ondas especialmente para retransmitir una onda modulada, caracterizado por el hecho de que una onda modulada doblemente en ángulo o en frecuencia u ondas derivadas de ellas se hacen pasar a un desmodulador para producir una onda de modulación en ángulo simple, y que esta última onda u ondas derivadas de ella se hacen pasar al modulador de una fuente de portadora local para modular en ángulo o en frecuencia la onda engendrada localmente.

15 2º.- Un sistema según se reivindica en el punto 1º, caracterizado por el hecho de que la onda de frecuencia intermedia se amplifica.

20 3º.- Un sistema según se reivindica en los puntos 1º o 2º, caracterizado por el hecho de que la onda doblemente modulada se deriva, por ejemplo por medio de filtrado como una banda lateral simple, de las ondas de señales moduladas sobre una onda portadora de frecuencia relativamente baja, la banda lateral u ondas derivadas de ella se aplican a modular en ángulo o en frecuencia una onda subportadora, y la onda subportadora modulada en frecuencia



172454

u ondas derivadas de la misma se aplican para modular en frecuencia una portadora de alta frecuencia engendrada localmente.

5 4º.- Un sistema según se reivindica en el punto 3º, caracterizado por el hecho de que la primera portadora es de frecuencia más alta que la más alta frecuencia de las ondas de señales, y la subportadora con la cual dicha banda lateral filtrada se modula en ángulo o en frecuencia es de frecuencia más alta que cualquier frecuencia
10 de dicha banda lateral, y la segunda onda modulada en ángulo u ondas derivadas de la misma se aplican para modular en ángulo una tercera onda de frecuencia aún más alta.

15 5º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 1º a 4º que comprende uno o más circuitos de señales primarios, uno o más osciladores, circuitos para modular ondas derivadas de los osciladores con ondas de dichos circuitos de señales primarios y un filtro de banda lateral conectado con cada uno de los circuitos mo-
20 dadores para dejar pasar una sola banda lateral de las oscilaciones moduladas; caracterizado por una fuente de una onda subportadora de alta frecuencia provista de un dispositivo modulador en ángulo controlado por las bandas laterales combinadas, y una fuente de onda portadora de
25 frecuencia más alta que la sub-portadora, provista de un dispositivo de modulación en ángulo controlado por ondas derivadas de la fuente de la subportadora modulada en ángulo.



172454

5 62.- Un sistema según se reivindica en el punto 52, caracterizado por el hecho de que la fuente de la onda sub-portadora de alta frecuencia consiste en un par de generadores de oscilaciones acopladas de manera que producen un batimiento de frecuencia de la subportadora y en conexión con circuitos para modular convenientemente en velocidad angular dichos generadores de manera que se module en ángulo el batimiento resultante.

10 72.- Un sistema según se reivindica en los puntos 52 o 62, caracterizado por el hecho de que una antena receptora para recibir ondas de alta frecuencia moduladas y un generador de oscilaciones estén acoplados con un convertidor para producir ondas de frecuencia intermedia, y porque una antena retransmisora está acoplada con
15 un oscilador de alta frecuencia conectado con un circuito modulador controlado por una porción de la energía de ondas de frecuencia intermedia, estando el generador de oscilaciones conectado también con un circuito de regulación automática de la frecuencia controlado por una porción
20 de la onda de frecuencia intermedia.

25 82.- Un sistema según se reivindica en los puntos 62 ó 72, especialmente para retransmitir ondas moduladas doblemente en ángulo caracterizado por un generador de oscilaciones heterodinizantes, locales para heterodinizar ondas recibidas en la antena receptora a una frecuencia intermedia, y un discriminador-detector, para someter las ondas de frecuencia intermedia a una desmodulación en ángulo sencilla.



172454

9^o.— Un sistema según se reivindica en el punto 6^o, caracterizado por multiplicadores de frecuencia para multiplicar en frecuencia las salidas de los generadores de oscilaciones modulados, y un mezclador para bati-
5 tir juntas las salidas de los multiplicadores de frecuencia.

10 10^o.— Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 5^o a 9^o, caracterizado por un amplificador común que amplifica las salidas de los circuitos de señales, y cuyo circuito de salida esté conectado por una red de distorsión que tiene una característica plana sobre una banda inferior de frecuencias que aparece en la salida de dicho amplificador, y una característica que asciende linealmente sobre la porción de alta frecuencia
15 restante de la banda de frecuencias que aparece en la salida de dicho amplificador.

20 11^o.— Un sistema según se reivindica en el punto 10^o, caracterizado por un par de tubos de reactancia conectados al través de un dispositivo regulador con dicha red de distorsión y un par de generadores de oscilaciones cada uno de los cuales funciona en frecuencia diferente y son controlados opuestamente en frecuencia por dichos tubos de reactancia.

25 12^o.— Un sistema según se reivindica en los puntos 10 u 11, caracterizado por multiplicadores de frecuencia que tienen circuitos de entrada conectados en cada uno de los osciladores y circuitos de salida conectados con un circuito mezclador.



8 JUJ

172454

13^a.-- Un sistema según se reivindica en el punto 12, caracterizado por el hecho de que el circuito de salida del mezclador está conectado con el circuito modulador de frecuencia de un tercer generador de oscilaciones.

5

14^a.-- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 10^a a 13^a, caracterizado por un par de generadores de oscilaciones de tubo de vacío conectados para producir oscilaciones de diferentes frecuencias y que tienen una resistencia de retorno de cátodo común.

10

15^a.-- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 6^a a 14^a, caracterizado por un generador de oscilaciones compuesto de un resonador de cavidad que tiene una brecha, un ánodo cargado negativamente situado en un lazo de dicha brecha y un cátodo emisor de electrones en el otro lado de la misma.

15

16^a.-- Un sistema según se reivindica en el punto 15^a, caracterizado por el hecho de que el resonador se mantiene a potencial positivo con respecto al cátodo para producir oscilaciones por paso de electrones al través de la brecha.

20

17^a.-- Un sistema según se reivindica en los puntos 15^a ó 16^a, caracterizado por un circuito sintonizado que contiene ondas de alta frecuencia y está acoplado con el ánodo para modular en frecuencia las oscilaciones producidas en el resonador de cavidad.

25

18^a.-- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 16^a ó 17^a, caracterizado por un acoplamiento

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL



172454

to regulable entre el circuito sintonizado y el ánodo.

19º.- Un sistema según se reivindica en el punto 18º, caracterizado por el hecho de que el acoplamiento regulable es un condensador variable.

20º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 15º a 19º, caracterizado por una rejilla con carga positiva situada entre el ánodo y el cátodo.

21º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 15º a 20º, caracterizado por un circuito que incluye una resistencia para mantener el ánodo a potencial negativo con respecto al cátodo, un condensador conectado con la resistencia y una fuente de modulación conectada al través del condensador y de la resistencia con el ánodo.

22º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 7º a 21º caracterizado por un tubo de vacío que tiene una placa conectada conductivamente con el ánodo de un generador de oscilaciones, una rejilla y un cátodo conectado con el cátodo del generador al través de una fuente de potencial tal que se mantenga un voltaje negativo en la placa del tubo de vacío con respecto al cátodo del generador, y un circuito modulador para aplicar voltajes de control a la rejilla del tubo de vacío, para variar la conductividad del mismo.

23º.- Un sistema según se reivindica en el punto 22º, caracterizado por el hecho de que una resistencia está conectada entre la placa del tubo de vacío y el cátodo



172454

del generador de oscilaciones.

24º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 7º a 23º, caracterizado por un amplificador de alta frecuencia que tiene un circuito de salida que controla el circuito regulador de un oscilador de alta frecuencia y le aplica un potencial de control, estando el circuito regulador destinado, en respuesta a la energía de ondas normales de la entrada del amplificador, a impedir que el oscilador oscile, y en ausencia de energía de ondas en la entrada del amplificador a suministrar ondas del oscilador a la entrada del amplificador a un valor considerablemente menor que el valor normal de las ondas a amplificar.

25º.- Un sistema según se reivindica en el punto 24º, caracterizado por un amplificador de alta frecuencia que comprende un tubo que tiene un ánodo, cátodos y electrodos de rejilla, y una resistencia conectada entre un par de dichos electrodos para desarrollar un potencial de control de corriente continua en presencia de ondas de señales a amplificar.

26º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 23º a 25º, caracterizado por el hecho de que los generadores de oscilaciones están conectados con un punto de impedancia relativamente baja en el circuito de entrada del amplificador.

27º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 24º a 26º caracterizado por un circuito que incluye una bobina conectada entre el cátodo y



172454

la rejilla para someter los electrodos de entrada del amplificador a ondas alternas a amplificar, una resistencia conectada entre la rejilla y el cátodo y una conexión desde el generador de oscilaciones a un punto de baja impedancia de la bobina.

5

28º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 24º a 27º caracterizado por un dispositivo indicador acoplado con la resistencia, incluyendo el acoplamiento un tubo de vacío, para hacer funcionar el dispositivo indicador en la ausencia de paso de corriente continúa por dicha resistencia.

10

29º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 6º a 28º, caracterizado por el hecho de que los generadores de oscilaciones se modulan en un campo relativamente pequeño, virtualmente lineal.

15

30º.- Un sistema según se reivindica en cualquiera de los puntos 5º a 29º, caracterizado por un circuito de conversión para convertir ondas moduladas en frecuencia por una pluralidad de circuitos de señales en ondas de amplitud variable, con una característica de amplitud-frecuencia correspondiente a las características de un par de curvas de resonancia que se solapan, siendo la banda de admitancia representada por la distancia entre picos de dichas curvas de resonancia del orden de cinco veces la banda de frecuencia máxima de las ondas aplicadas al circuito de conversión y un par de rectificadores conectados con este circuito.

20

25

31º.- Un sistema según se reivindica en el pun-



172454

to 30^o, caracterizado por un primer discriminador-dete-
tor de sensibilidad relativamente alta y de banda de ad-
mitancia virtualmente igual a la anchura de banda máxi-
ma de las ondas recibidas, y un segundo sistema discri-
5 minador-detector excitado por ondas derivadas del primer
sistema discriminador-detector, teniendo este segundo sis-
tema discriminador-detector un anchura de banda de admi-
tancia del orden de cinco veces la anchura de banda ocu-
pada por las ondas aplicadas al mismo.

10 32^o.- Un sistema según se reivindica en cual-
quiera de los puntos 12^o a 15^o, caracterizado por el he-
cho de que los generadores de oscilaciones, los tubos de
resonancia, los multiplicadores y el mezclador están co-
nectados de manera que las variaciones de voltaje apli-
15 cadas a los tubos y a los generadores de oscilaciones
y que tienden a producir cambios de frecuencia en la mis-
ma dirección, se envían automáticamente en la salida de
dicho mezclador.

20 33^o.- Un sistema según se reivindica en cual-
quiera de los puntos 5^o a 32^o, caracterizado por una fuen-
te de sub-portadora modulada en frecuencia que esté virtual-
mente libre de variaciones de frecuencia debidas a las va-
riaciones de suministro de fuerza, y un generador de os-
cilaciones de alta frecuencia susceptible de variación en
25 frecuencia por cambios en el voltaje suministrado a su cá-
todo u otros electrodos, aplicándose la sub-portadora modu-
lada en frecuencia a uno de los electrodos del generador
de alta frecuencia para modular en frecuencia la salida



172454

5 del mismo, eligiéndose la frecuencia de la sub-portadora de manera que las primeras bandas laterales importantes que representan señales deseadas en la salida del generador de alta frecuencia, se separan en frecuencia en una cantidad considerablemente mayor que el mas alto armónico perturbador del suministro de fuerza empleado para excitar los cátodos del oscilador de alta frecuencia, y considerablemente mas ancha que la modulación de frecuencia producida por la excitación del cátodo de dicho oscilador de alta frecuencia o por la ondulación en el suministro rectificado que excita otro electrodo del oscilador de alta frecuencia.

15 34^a - Un sistema según se reivindica en el punto 33^a, caracterizado por el hecho de que la fuente para producir la sub-portadora modulada en frecuencia comprende un par de osciladores que funcionan a diferentes frecuencias y un par de tubos de reactancia para modular opuestamente dichos osciladores, combinándose ondas derivadas de los osciladores modulados opuestamente para formar la sub-portadora, y caracterizado además por el hecho de que el oscilador de alta frecuencia tiene su circuito determinador de la frecuencia en forma de un resonador de cavidad y caracterizado además por el hecho de que las ondas sub-portadoras se aplican a un electrodo anódico con carga negativa de dicho oscilador de alta frecuencia,

25 35^a - Un sistema de radio-comunicación.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y con



172454

los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de ochenta y tres hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 8 JUL. 1946

P. A.

Alberto de Elzaburu

Por Poder

MALA REPRODUCCION
POR DEFECTO DEL ORIGINAL

17245A



Handwritten signature or initials.

19.2.

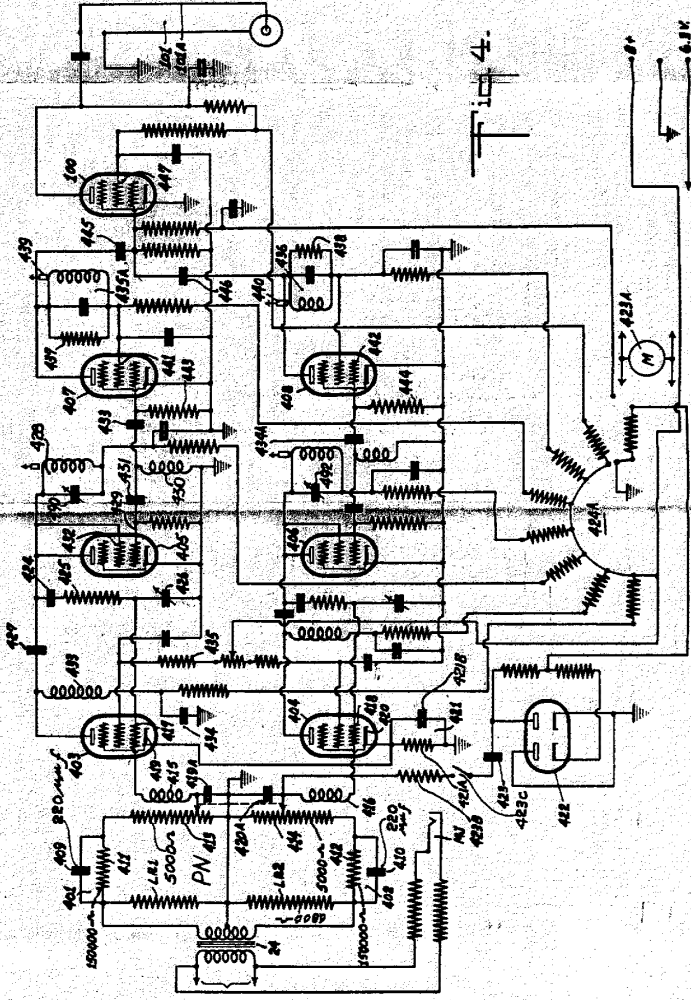
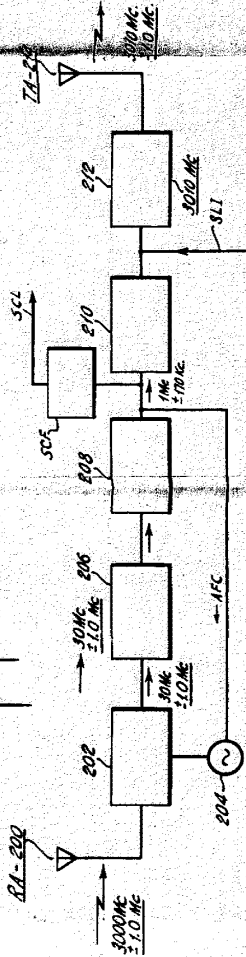
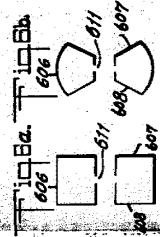
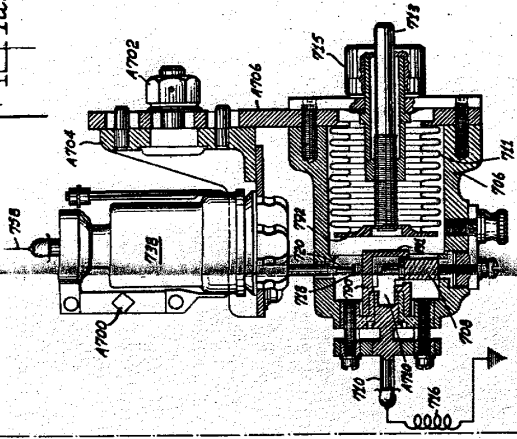


FIG 4.



77454

Fig. 1a.



W. H. R. Co. Inc.

Fig. 1b.

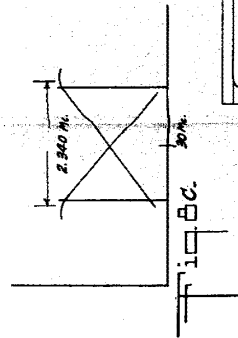
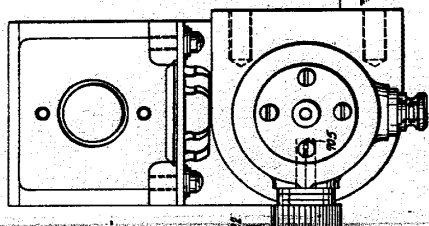


Fig. 5.

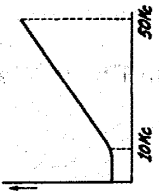


Fig. 7b.

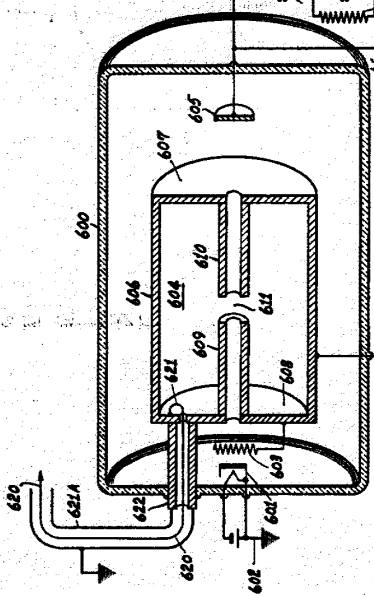


Fig. 8.

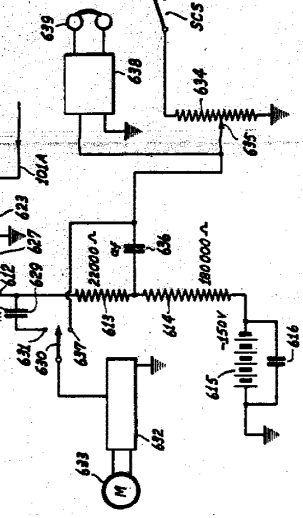


Fig. 8a.

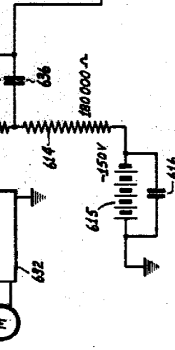
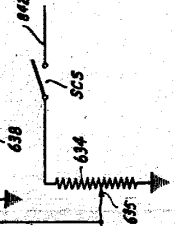
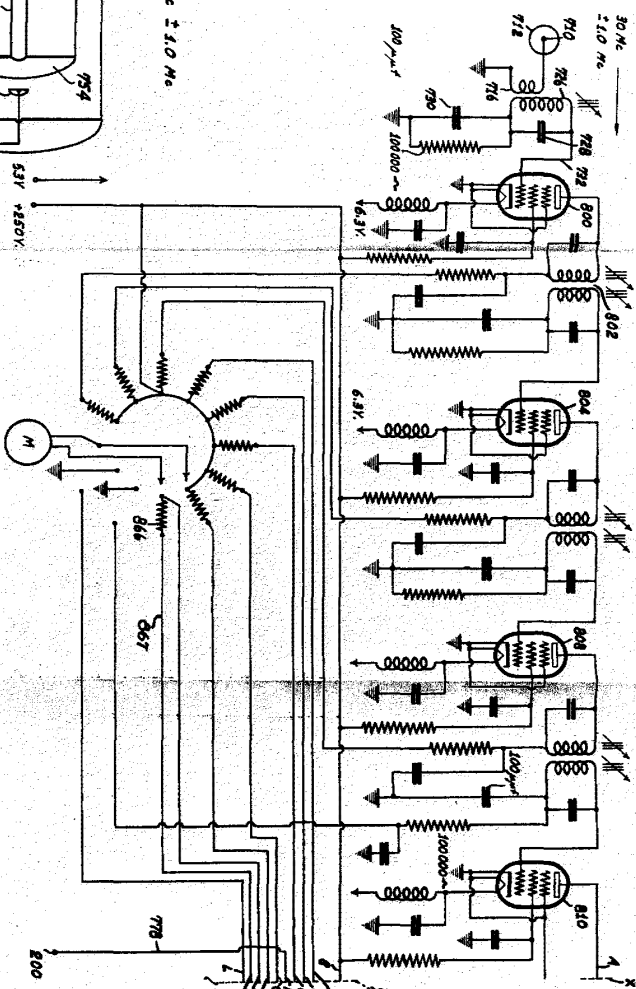
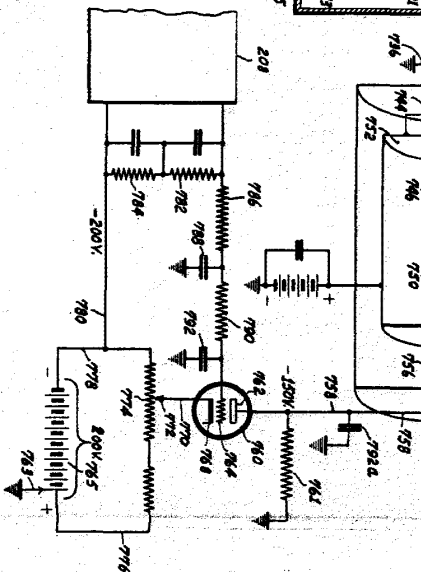
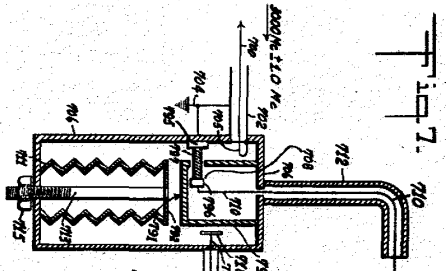




Fig. 8.



972154

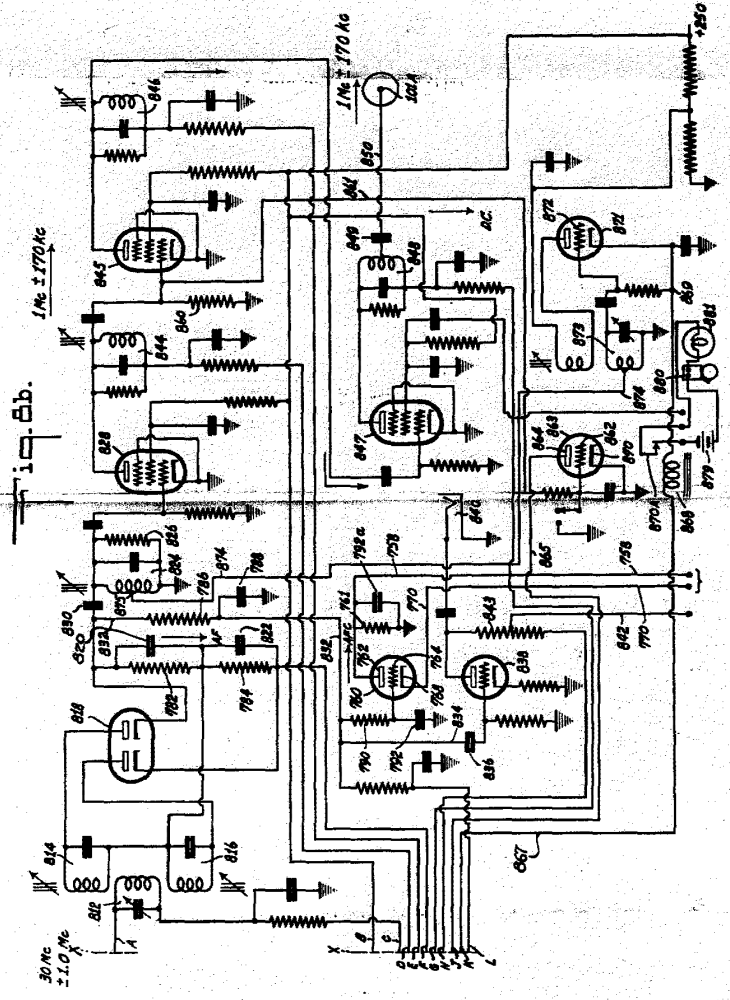


Handwritten signature or initials.

1721



Handwritten signature or initials.



100% Eisenwerk
Eisenwerk



Fig. 9.

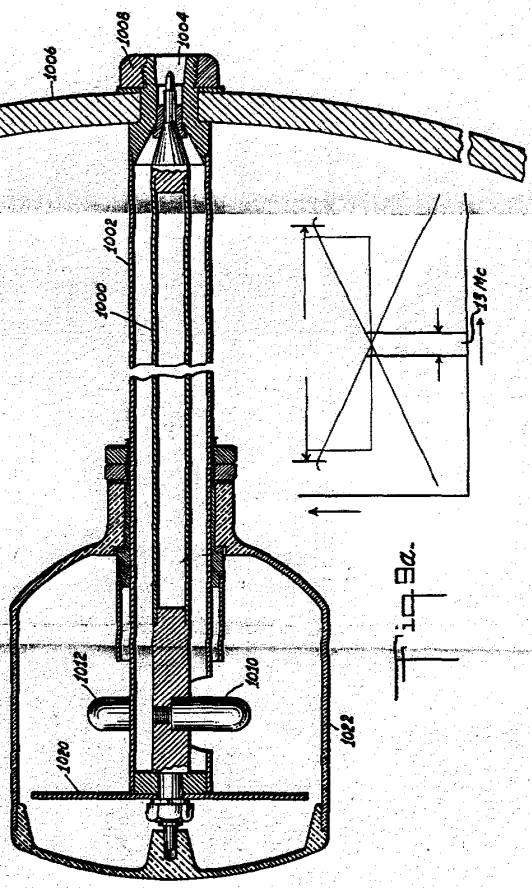
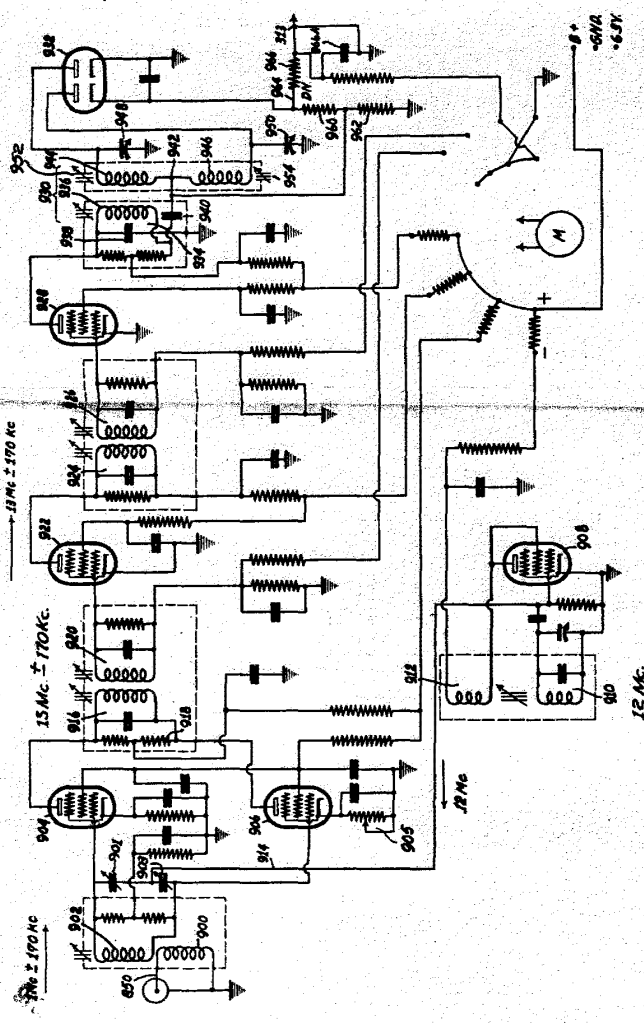


Fig. 9a.

Fig. 10.

